Электронные методы контроля траекторий космических аппаратов

Электронные методы контроля траекторий космических аппаратов

ПЕРЕВОД С АНГЛИЙСКОГО
канд. техн. наук П. Ж. Крисса,
канд. техн. наук В. И. Крысанова,
инж. К. А. Победоносцева,
инж. В. А. Попова

ИЗДАТЕЛЬСТВО ИНОСТРАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

Москва, 1963

В работах американских специалистов по ракетной и космической технике, публикуемых в настоящей книге, обсуждаются вопросы траекторных измерений искусственных спутников и космических ракет. Отдельные статьи посвящены вопросам оптимизации систем траекторных измерений, использованию в них допплеровских методов, организации измерительных комплексов, а также описанию систем, использовавшихся в США при запуске ряда космических объектов.

Книга предназначена для инженеров и научных работников, занимающихся вопросами ракетной техники, для студентов, специализирующихся в этой области.

Редакция литературы по вопросам техники

ПРЕДИСЛОВИЕ К РУССКОМУ ИЗДАНИЮ

В каждом проекте запуска космического корабля, ракеты или космической научной станции серьезное внимание уделяется вопросам траекторных измерений. Средства траекторных измерений вместе со средствами управления и передачи информации образуют важнейший комплекс обеспечения космического полета.

Траекторные измерения позволяют установить правильность выведения корабля на необходимый курс, прогнозировать его движение и этим облегчить установление связи для передачи информации, дают исходные данные, необходимые для управления кораблем, а также обеспечивают безопасность при посадке и привязку поступающей информации к определенным точкам над поверхностью Земли или к определенному району космического пространства.

Траекторные измерения охватывают весьма широкую область техники. Сюда относятся вопросы баллистики, небесной механики, методы расчета траекторий и их связь с радиотехническими и иными методами измерения параметров движения, сами методы измерения различных параметров движения (направления, дальности, скорости в различных системах координат), вопросы приборной реализации этих методов, способы конструирования бортовой и наземной регистрирующей аппаратуры, методы обработки результатов измерений. Задача наблюдения за движением космического объекта и измерения его траектории часто требует создания сети наблюдательных и измерительных пунктов, расположенных на огромных просторах континентов и объединенных в единую сеть многочисленными современными средствами связи и передачи данных. Сложность задач, связанных с осуществлением траекторных измерений и созданием измерительных комплексов, огромные средства, требующиеся для сооружения таких комплексов, приводят к необходимости поиска оптимальных решений, причем часто этот поиск требует широкого использования современных средств моделирования и программирования, позволяющих осуществлять все расчеты с помощью электронно-вычислительных машин.

Настоящая книга содержит некоторые зарубежные материалы по отдельным вопросам траекторных измерений космических ракет. Книга составлена в основном из материалов пятого симпозиума по ракетной и космической технике, созванного Лабораторией космической техники при штабе ВВС в США в Лос-Анжелосе в августе 1960 г.

Кроме того, в книге использованы специальные статьи, опубликованные в 1960 г. в американской периодической литературе. По отдельным вопросам книга дополняет соответствующий раздел выпущенной в 1963 г. Издательством иностранной литературы книги «Управление полетом космических аппаратов».

В первой части книги приведены статьи по вопросам оптимизации систем траекторных измерений.

Во второй части рассматриваются отдельные вопросы использования допплеровских методов при траекторных измерениях, в частности вопросы обнаружения и сопровождения сигнала по частоте.

В третьей части собраны статьи по вопросам организации измерительных комплексов и средств связи, используемых при их оборудовании.

В четвертой даны сведения о системах траекторных измерений, использовавшихся в США в последние годы при запуске ряда космических объектов.

Значительный интерес представляют изложенные в этой части методы подхода к построению систем траекторных измерений, а также вопросы использования этих измерений при запусках космических ракет для оценки правильности выполнения поставленных задач.

В книгу включены также отдельные статьи, написанные применительно к вопросам, являющимся пограничными с вопросами траекторных измерений, например статья Янга «Анализ радиолокационных систем с сопровождением по скорости». Включение этой статьи объясняется тем, что ее материалы и выводы могут быть весьма успешно перенесены в область измерения траекторий допплеровскими методами, где возникают аналогичные задачи сопровождения сигналов по частоте с точностью до фазы.

Характерно, что в большинстве статей рассматриваются методы и средства измерений, основанные на непрерывном излучении и использовании допплеровских и фазовых методов. Это обстоятельство отражает действительный удельный вес этих методов в публикуемых США данных об используемых средствах траекторных измерений.

В приведенных статьях отражаются особенности организации работы по освоению космоса в США, в первую очередь раздробленность этих работ по отдельным ведомствам, а также подчинение этих работ военным целям.

Материалы книги создают представление об объеме и сложности траекторных измерений и содержат ряд полезных сведений об отдельных теоретических и практических сторонах этих задач.

Книга может быть полезна как для специалистов, непосредственно работающих в данной области, так и работников смежных областей, желающих ознакомиться с вопросами траекторных измерений, а также для студентов соответствующих специальностей.

В подборе материалов и редактировании третьей и четвертой частей книги принимал участие доцент Л. И. Кузнецов, которому составители книги выражают признательность.

П. Ж. Крисс,
В. И. Крысанов

I. МЕТОДЫ ОПТИМИЗАЦИИ СИСТЕМ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

СИСТЕМА ОЦЕНКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ ПРИ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ ДЛЯ ИСКУССТВЕННЫХ СПУТНИКОВ ЗЕМЛИ (ИСЗ)[1]

Ловенвирс, Холст

Для исследования методов обработки данных, используемых для определения параметров орбиты ИСЗ, была разработана универсальная система программирования электронно-вычислительных цифровых машин типа IBM-709. Имитируя избыточные измерения, выполненные с помощью заданного радиолокатора при определении семейства случайных орбит ИСЗ, можно использовать подобную систему как для нахождения оптимального метода обработки данных, так и для исследования ряда смежных вопросов. Первоначально был выбран метод обработки, состоящий из следующих этапов:

а) усреднения необработанных данных наклонной дальности и скорости ее изменения, азимута, угла места и времени;

б) последующего попарного сопоставления результирующих усредненных точек с целью получения совокупности кеплеровских элементов, которые в свою очередь усреднялись для получения средней оценки этих элементов.

Сделана попытка оптимизации этого метода в зависимости от таких параметров, как длительности: интервала усреднения, интервалов времени между точками, взятыми для попарного сопоставления, и интервалов времени между точками сопоставления таких пар. Исследовано также влияние различных видов ошибок радиолокатора на применяемый метод обработки данных. За критерий оптимальности принималась величина ошибки между имитируемыми истинным и прогнозированным положениями спутника, взятыми в течение нескольких интервалов времени, следующих за моментом последнего сеанса связи со спутником.

ВВЕДЕНИЕ

Проблема прогнозирования положения спутника по короткой временной последовательности избыточных радиолокационных данных, искаженных шумовыми помехами, представляет весьма сложную задачу, связанную с необходимостью поиска ее решения в следующих достаточно широких и частично перекрывающихся областях:

---

[1]) Lovenvirth D. L., Holst W. E., Ballistic Missile and Space Technology, III, N. Y., Lnd., 1960, p. 33—54.

1) характеристики рассматриваемого радиолокатора (или радиолокаторов);

2) характеристики семейства спутников, наблюдаемых с помощью данного радиолокатора;

3) свойства и типы шумов, искажающих радиолокационные данные;

4) методы, применяемые для обработки данных.

При таком разнообразии переменных представляется весьма рациональным расчленить общую задачу на ряд более мелких, взаимосвязанных задач, как, например:

1) оценка влияния различных орбитальных параметров на точность прогнозирования положения спутника;

2) отыскание наилучших методов расчета прогнозируемого положения;

3) определение процедуры обработки радиолокационных данных для получения наилучшей оценки элементов орбиты;

4) оценка влияния ошибок собственно радиолокатора;

5) сравнительная оценка влияния различных радиолокационных данных на предельно достижимую точность выбранной конкретной схемы обработки данных.

Задача настоящей статьи заключается в описании универсальной системы программ, разработанных для счетно-решающих устройств с целью исследования этих вопросов. Можно надеяться, что такая система обработки радиолокационных измерений (сокращенно СОРИ)[1]) даст ответы на некоторые из поставленных вопросов и в то же время позволит наметить некоторые возможные пути поисков аналитических решений. Вопросы, перечисленные выше, могут формулироваться аналитически и (при соответствующих упрощающих допущениях), вероятно, решаться аналитически только в результате длительных исследований. Система СОРИ способна давать быстрые ответы на такие вопросы уже теперь, и в то же время эта система достаточно гибка и может использоваться в дальнейшем для исследования и сравнения новых, более сложных систем прогнозирования и обработки данных без изменения полной программы системы в целом.

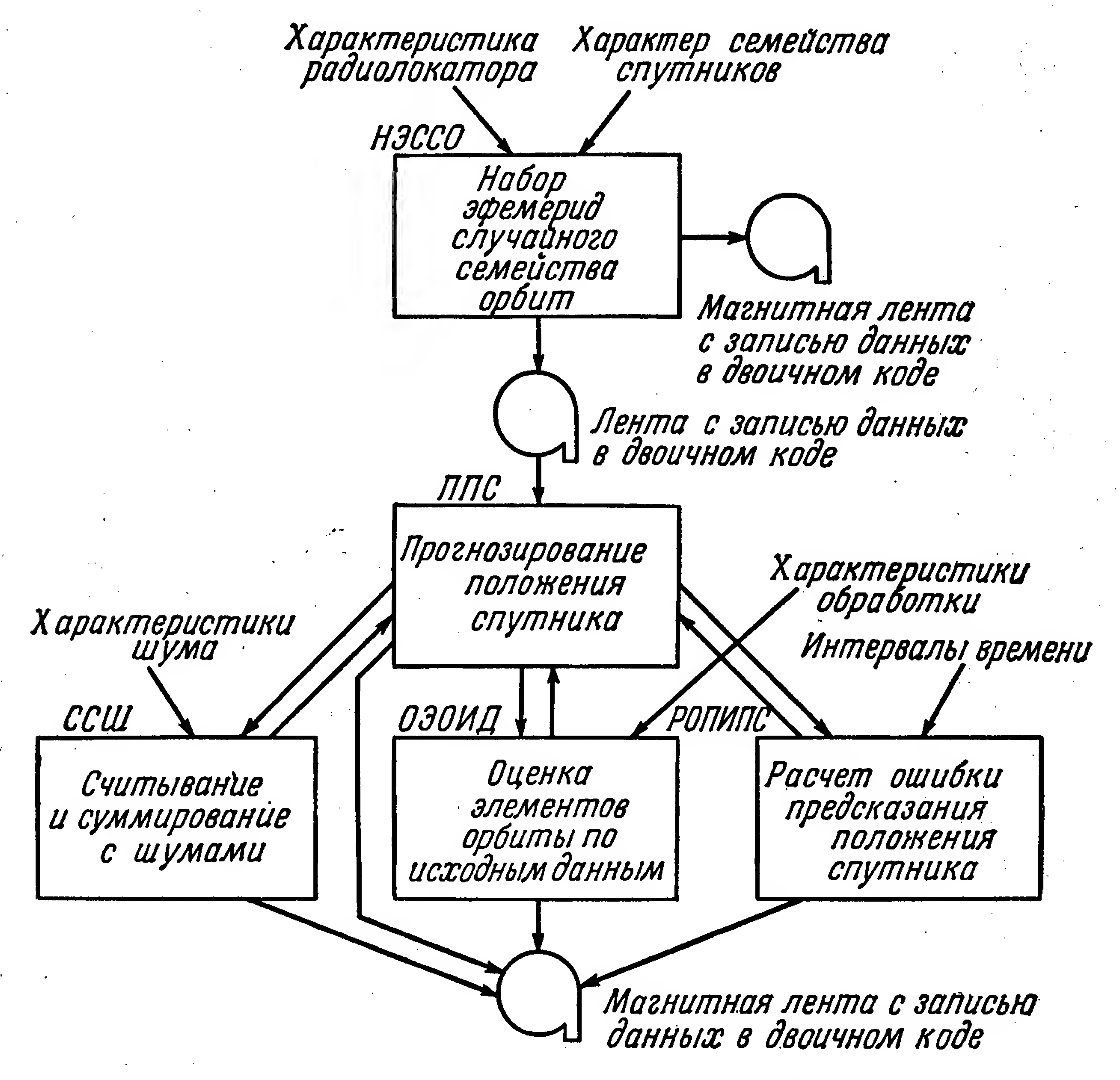
ОБЩАЯ СТРУКТУРА СИСТЕМЫ СОРИ

Система СОРИ в настоящее время состоит из пяти программ, составленных для электронно-вычислительных цифровых машин (ЭВЦМ) типа IBM-709. Первая из них представляет автономную программу набора данных. Четыре остальные программы записаны в модульной форме таким образом, что каждая из них может быть заменена другой без изменения остальных. Структура системы СОРИ показана на фиг. 1.

---

[1]) ARIES — Advanced Radar Information Evaluation System.

В первую программу, входящую в состав системы (программа набора эфемерид случайного семейства орбит, сокращенно НЭССО)[1]), вводятся: заданное расположение радиолокатора, зона действия



Фиг. 1. Структура системы СОРИ.

радиолокатора и скорость выдачи данных. Дополнительные входы: размеры желаемого семейства случайных орбит, заданное число точек считывания данных для каждого спутника, а также величины главной полуоси и перигея. В результате работы ЭВЦМ по этой программе в дополнение к данным измерений, записанным на магнитной ленте в форме двоичного кода, получается магнитная лента, на которой записывается совокупность кеплеровских элементов орбиты также в форме двоичного кода и группа данных, характеризующих положение и скорость каждого спутника без учета искажений, создаваемых шумами. Такие совокупности результатов изме-

1) GROPE — Generate Random Orbit Population Ephemerides.

рений (r, α, β, $\dot{r}$, $\dot{\alpha}$, $\dot{\beta}$, t) получаются из соответствующих элементов орбиты и используются в качестве входных данных для четырех оставшихся программ.

Программа прогнозирования положения спутника (сокращенно ППС)[1]) предназначена для распределения выходных данных, полученных в результате обработки по предыдущей программе на входы ЭВЦМ, работающих по остальным трем программам, входящим в состав системы. Данные, не искаженные шумами, поступают для обработки по программе, называемой программой считывания и суммирования с шумами (сокращенно ССШ)[2]), которая служит для превращения данных измерения в моделированные данные путем добавления псевдослучайных ошибок к одной или нескольким величинам. Выбор распределения ошибок может производиться (в известных пределах) с помощью входных карт.

Следует подчеркнуть, что обработка по программе ССШ в действительности не вводит в радиолокационный сигнал никаких дополнительных эхо-сигналов. В существующем варианте системы СОРИ вопросы корреляции или разделения истинных и ложных сигналов не рассматриваются. Говоря в настоящей статье о шумах, мы подразумеваем только случайные ошибки, используемые в данной системе для искажения данных, поступающих в результате обработки по программе НЭССО. Следовательно, выражение «не искаженные шумами» предполагает только, что распределение шумов, определяемое ССШ, характеризуется нулевым средним значением и стандартным отклонением. Дальнейшими источниками искажений являются ошибки округления и отбрасывания, производимые ЭВЦМ. Оценить их влияние затруднительно, однако мы рассчитываем, что они пренебрежимо малы по сравнению с эффектом искажения радиолокационных данных, умышленно вводимых в процессе их обработки по программе ССШ.

Имитированные исходные данные затем обрабатываются по программе оценки элементов орбиты по исходным данным (сокращенно ОЭОИД)[3]), в которой производится сглаживание исходных данных и приблизительно рассчитываются элементы орбиты. Параметры такой обработки регулируются с помощью входных карт. Программы ОЭОИД, описываемые в настоящей статье, предполагают использование усредняющих схем для сглаживания. Одна из этих программ исходит из использования имитированных локационных данных, (r, α, β, $\dot{r}$, t), в то время как для второй скорость изменения дальности оценивается с помощью имитированных данных, соответствующих измерению дальности. Варианты таких программ предусмат-

---

1) SPASM — Satellite Prediction Analysis System Monte-Carlo.
2) ROSAN — Read One Satellite and Add Noise.
3) ESERD — Estimate Satellite Elements from Raw Date.

ривают возможность сопоставления данных по методу наименьших квадратов и использования схем аппроксимации по двум совокупностям измерений наклонной дальности, азимута, угла места и времени.

Последняя программа расчета ошибки предсказания истинного положения спутника (сокращенно РОПИПС)[1]) основана на использовании данных оценки элементов орбиты, произведенных в блоке ОЭОИД. По этой программе производится расчет различных статистических экстраполяций положения спутника в требуемый момент времени и выполняется оценка характеристик рассматриваемой системы, которые могут быть использованы для сравнения одной схемы построения системы с другой.

Для всех пяти программ, описанных выше, используется набор вспомогательных методик и таблиц, составленных на базе методов, применяемых в небесной механике. Эти методики служат для выполнения необходимых преобразований координат и систем отсчета времени, а также для расчетов элементов орбиты спутника в кеплеровской системе координат. Благодаря такому отделению типовых математических расчетов от основной части программ системы существенно увеличивается универсальность всей системы в целом.

ФУНКЦИИ, ВЫПОЛНЯЕМЫЕ СИСТЕМОЙ СОРИ

Система СОРИ, созданная в настоящее время, может использоваться для решения различными способами ряда вопросов, рассмотренных выше. Например, с помощью этой системы, имея заданные совокупность методов обработки данных и конфигурацию радиолокатора, а также шумовых характеристик, можно оценить относительную эффективность таких методов для большого семейства случайно расположенных спутников. И наоборот, для заданного типа радиолокатора и конкретной схемы обработки данных, выбранных по соображениям большей легкости выполнения или по каким-либо другим причинам, программы СОРИ могут использоваться для отыскания оптимальных параметров выбранной системы обработки данных.

Можно представить себе и другие возможные способы применения рассматриваемой системы, например исследование влияния малых ошибок радиолокационных измерений на точность оценки элементов орбиты. В существующем варианте системы, в котором используется кеплеровская система координат и допускается пренебрежение влиянием эффекта атмосферного трения и отклонениями, обусловленными сплющенностью земного шара, можно изучать характер изменения ошибок в течение достаточно длительных интервалов. Вводя понятие «достаточной длительности», мы подразумеваем такие интервалы, в течение которых эти дополнительные факторы будут возмущать

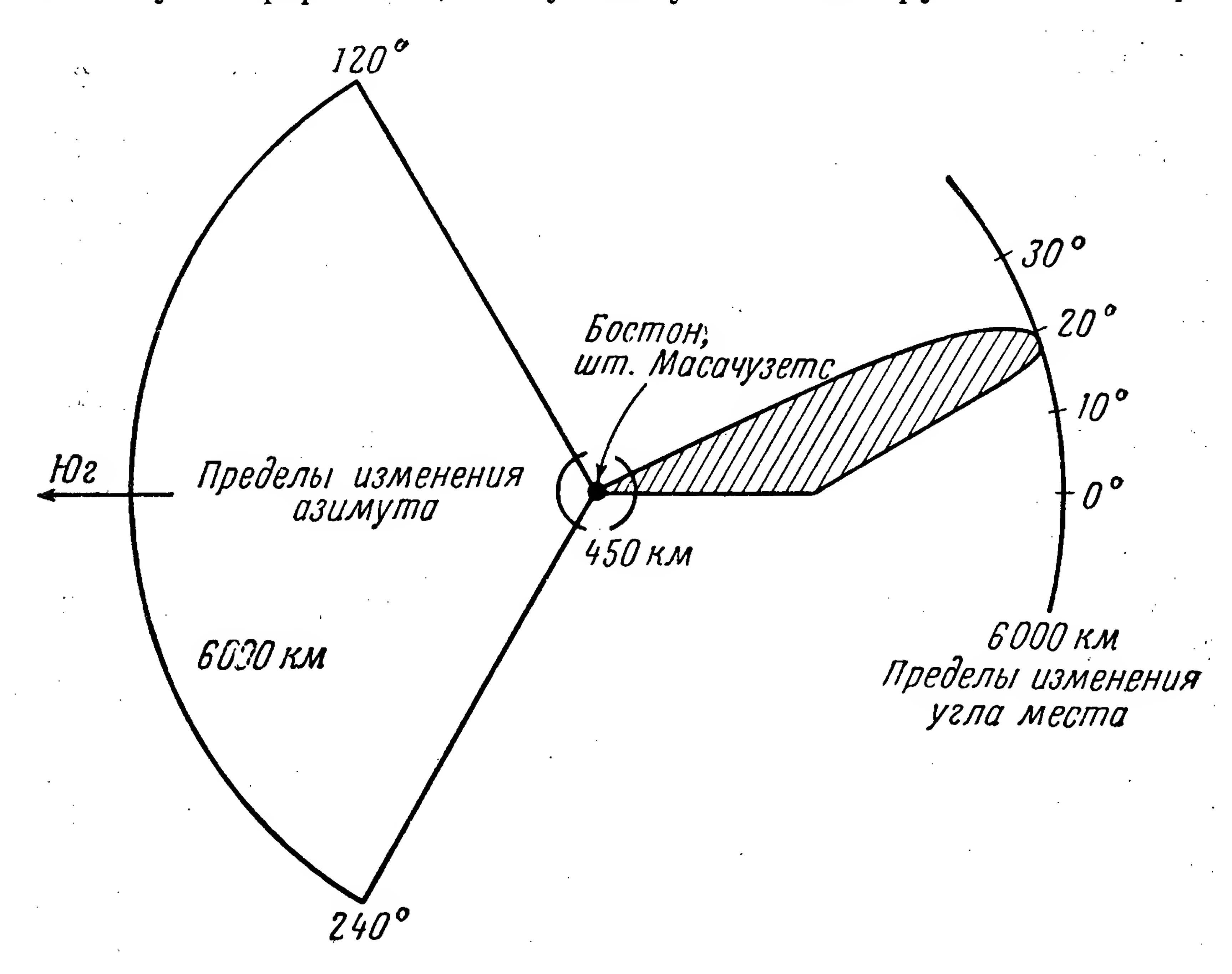
[1]) CASPE — Compute Actual Satellite Prediction Error.

«истинное» и предсказанное движение приблизительно в одинаковой степени.

В последующих разделах мы рассмотрим более подробно функции, которые будут выполняться каждой программой.

Программа набора эфемерид случайного семейства орбит (НЭССО)

Характеристики имитируемого радиолокатора показаны на фиг. 2. Используя информацию, поступающую от имитируемого локатора,



Фиг. 2. Радиолокационные данные, имитируемые СОРИ.

обработка по программе НЭССО будет имитировать несколько случайных семейств ИСЗ. Число имитируемых точек для каждого спутника будет лежать в интервале $4 \leqslant N_D \leqslant 20$. Скорость выдачи имитируемых данных выбрана равной 3 раза в секунду, что соответствует скорости сканирования по азимуту для данного гипотетического радиолокатора. Вопросы предварительной обработки данных от импульса к импульсу здесь не рассматриваются. Анализируется только обработка по данным, относящимся к каждому смежному циклу сканирования.

Программа НЭССО служит для имитации каждого данного спутника путем выбора радиолокационных данных (r, α, β), характери-

зующих положение спутника в пределах зоны действия радиолокатора. После этого производится вычисление вектора скорости в этой точке; при этом используются выбранные величины главной полуоси (a) и эксцентриситета (e), получаемые из интервалов, удовлетворяющих условиям динамических ограничений. Эти ограничения налагаются выбранной максимальной величиной главной полуоси и минимальной величиной перигея. Для существующей системы эти значения были приняты равными ~12 700 и ~6670 *км* соответственно. При использовании в программе НЭССО кеплеровской системы координат радиолокационные данные имитируются для точек, расположенных вдоль орбиты, до тех пор, пока эти данные не выйдут из пределов, определяемых зоной действия радиолокатора, или не будут превышены пределы, установленные для числа точек, имитируемых для каждого спутника. В соответствии с объемом рабочей зоны локатора и характеристиками спутников, определенными для настоящей серии программ СОРИ, значения величин a и e для семейства спутников, имитируемых такой системой, лежат в следующих пределах.

$$0{,}0 \leqslant e \leqslant 0{,}5;$$

$$6670 \text{ км} \leqslant a \leqslant 12\,700 \text{ км}.$$

Программа НЭССО может использоваться не только в режиме случайной выборки. Это означает, что при обработке по программе НЭССО будут вырабатываться радиолокационные данные для конкретной системы кеплеровских элементов орбиты, относящейся непосредственно к данному радиолокатору. Для многих типов исследования ошибок оказывается более удобным исследовать характеристики системы, базируясь на конкретной орбите. Это особенно удобно в том случае, когда на известной орбите находится реальный спутник и мы имеем возможность сравнить выходные данные обработки по системе СОРИ с результатами, полученными из данных траекторных измерений. Однако любые заключения, полученные при таких исследованиях, сильно зависят от конкретно выбранной орбиты. При конструировании программ СОРИ мы хотели обеспечить возможность получения результатов, которые позволяли бы характеризовать полную радиолокационную систему и систему обработки радиолокационной информации в самом общем виде. Чтобы выполнить эту задачу, мы должны определить, насколько хорошо система будет работать со всеми спутниками, которые смогут быть обнаружены данным радиолокатором.

По этой причине обработка по программе НЭССО в режиме произвольного выбора начинается с имитации спутника путем выбора его координат, расположенных случайным образом в пределах всего объема пространства, контролируемого данным радиолокатором. Будем обозначать $\{0_\infty\}$ совокупность всех спутников, доступных для наблюдения с помощью данного радиолокатора (в данном случае — имитирующего), в тех случаях, когда мы интересуемся

общими характеристиками системы, относящейся к данной совокупности. Начиная с точек, находящихся в пределах объема, контролируемого данным радиолокатором, обработка по программе НЭССО имитирует семейство, состоящее из спутников, таким образом, что

$$\{0_N\} \subset \{0_\infty\}. \tag{1}$$

Если мы интересуемся рядом характеристик системы $\pi_1, \pi_2, \ldots, \pi_m$, то рассчитываем их как

$$\pi_i\{0_N\}, \qquad i = 1, 2, \ldots, m, \tag{2}$$

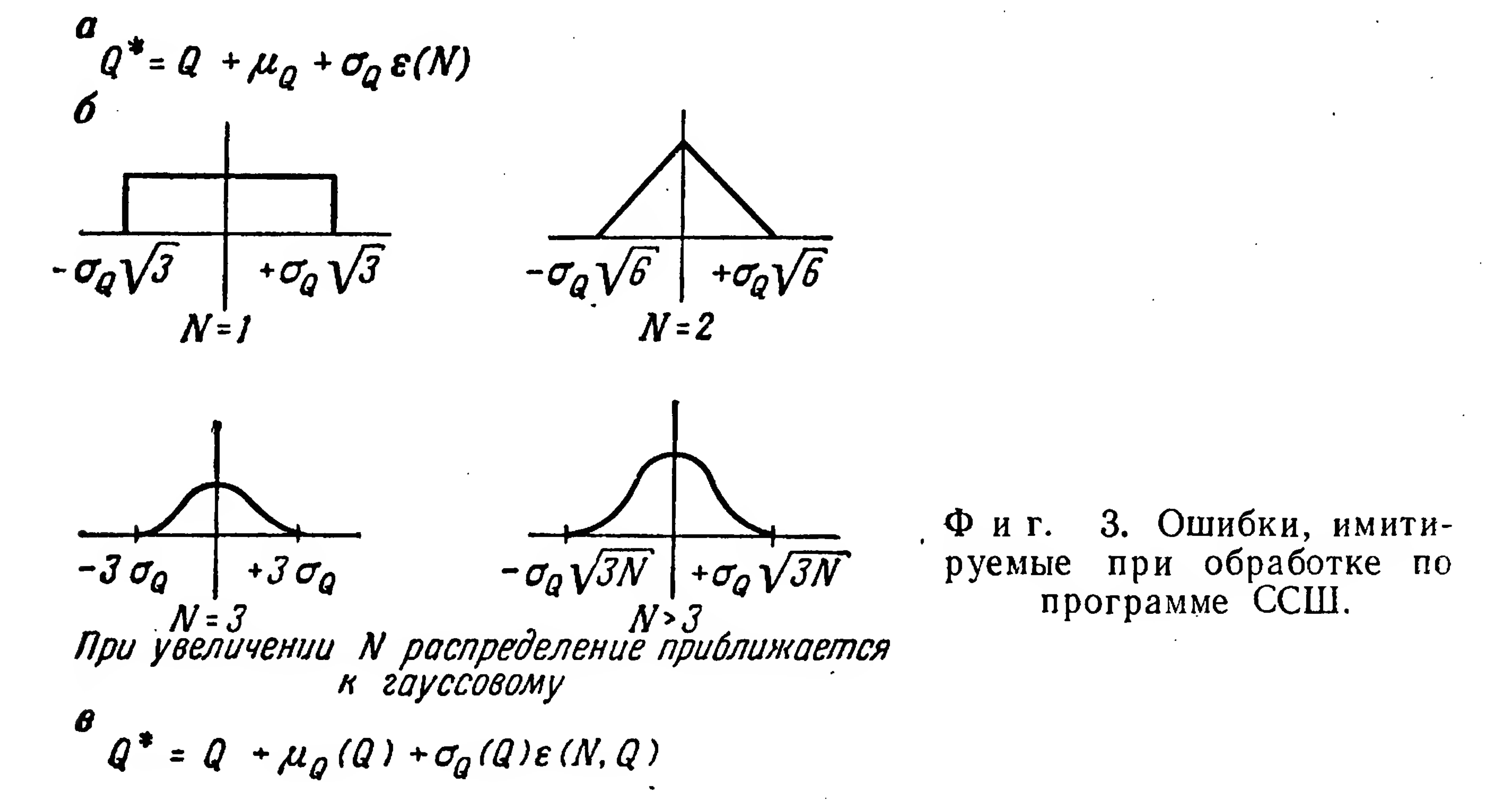
и считаем, что они достаточно хорошо аппроксимируются выражениями

$$\pi_i\{0_\infty\}, \qquad i = 1, 2, \ldots, m. \tag{3}$$

Таким образом, мы стремимся свести к минимуму зависимость результатов обработки от характеристик конкретных орбит.

Программа считывания и суммирования с шумами (ССШ)

Существующий вариант программы ССШ производит суммирование радиолокационного сигнала с шумами методом, иллюстрируемым фиг. 3, *а*. Здесь $\varepsilon(N)$ обозначает выборку из распределения вероятности, характеризуемой величиной N. Значения таких выборок



Фиг. 3. Ошибки, имитируемые при обработке по программе ССШ.

$\varepsilon(N)$ формируются в два этапа. В первую очередь осуществляется операция вида [1]

$$x_{n+1} = kx_n \pmod{2^{35}}. \tag{4}$$

При этом формируется N псевдослучайных, независимых, равномерно распределенных чисел $y_1, y_2, \ldots, y_N$ в интервале (0, 1). Затем рас-

считывается величина

$$z=\sum_{i=1}^{N} y_i. \qquad (5)$$

Можно показать [2], что распределение z определяется выражением

$$f_N(z)=\frac{1}{(N-1)!}\left[z^{N-1}-\binom{N}{1}(z-1)^{N-1}+\right.$$
$$\left.+\binom{N}{2}(z-2)^{N-1}-\ldots\right], \qquad (6)$$

где $0<z<N$, и суммирование производится по всем положительным значениям z, $z-1$ и т. д. Чтобы получить распределение, имеющее нулевое среднее значение и единичное стандартное отклонение, мы применяем линейное преобразование z и рассчитываем $\varepsilon(N)$ по формуле

$$\varepsilon(N)=\sqrt{3N}\,(2z-N)/N. \qquad (7)$$

Некоторые примеры распределения $\sigma_Q\varepsilon(N)$ приведены на фиг. 3, *б*.

Числа μ_Q, σ_Q и N могут быть заданы для каждой радиолокационной координаты Q $(r, \dot{r}, \alpha, \beta$ и т. д.) с помощью входной перфокарты.

Более поздние варианты программы ССШ предусматривают наличие генератора шумов, позволяющего формировать более сложные функциональные зависимости, приведенные на фиг. 3, *а*. Это позволит учитывать неточности, возникающие при работе с малыми эффективными отношениями сигнал/шум, характерными для работы радиолокатора по целям, находящимся на границе радиуса действия.

Программа оценки элементов орбиты по исходным данным (ОЭОИД)

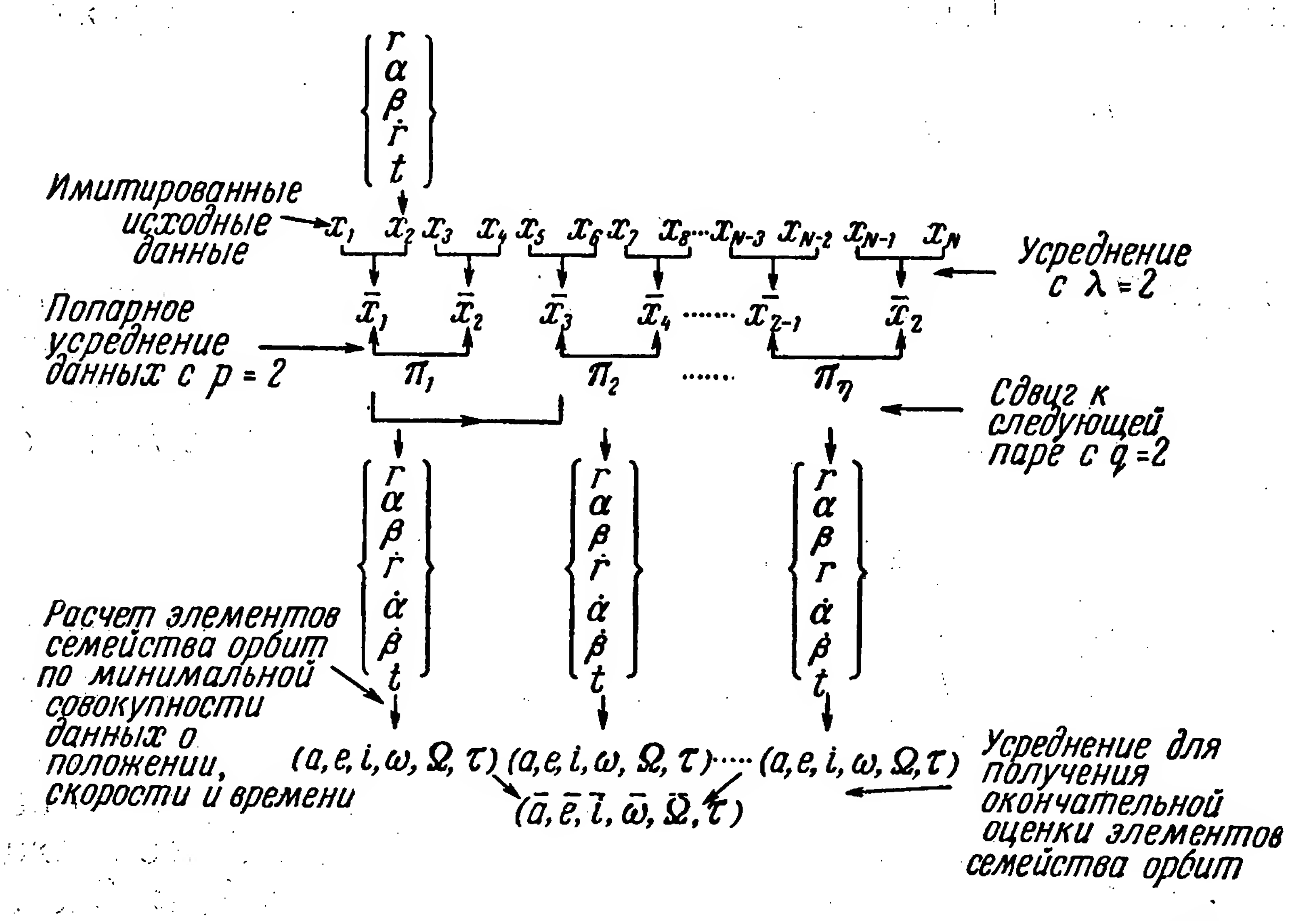
При первоначальных работах предполагалось сосредоточить основное внимание на одной конкретной схеме сглаживания и оценки, приведенной на фиг. 4. В первом варианте ОЭОИД сглаживание имитированных исходных данных производилось усреднением их в течение последовательных интервалов времени длительностью $(\lambda\text{-}1)\Delta t$, где Δt — постоянный интервал, разделяющий точки поступления данных, а $\lambda \gg 1$ — целочисленный параметр. Если спутник имитируется N точками исходных данных, количество усредненных точек будет $Z=[N/\lambda]$. Такие усредненные точки группировались в пары, разделенные интервалом времени длительностью $(p-1)\Delta t$, где $p \gg 2$ есть целое число. По отношению к исходной паре усредненных точек первая точка следующей пары выбирается со сдвигом во времени на интервал $q\Delta t$ (где $q \gg 1$ есть целое число) от первой точки в направлении к наиболее близкой по времени уже полученной паре.

Первые работы, проведенные по программам СОРИ, использовались для оптимизации процесса усреднения по отношению к трем

параметрам заданной локационной системы. К числу этих параметров относятся:

1) длительность интервала усреднения исходных данных λ;

2) временно́й интервал между точками, образующими пару p;



Фиг. 4. Процедура усреднения и оценки по программе ОЭОИД.

3) временно́й интервал между последовательными парами q.

Если определить параметры образования пар, как указано выше, то количество пар находится из следующего соотношения:

$$\eta = \left(\frac{Z - p + q}{q} \right), \tag{8}$$

где Z — число точек усредненных данных, ($Z = [N/\lambda]$), причем индексы для первых и вторых точек усредненных данных и в i-й паре задаются соответственно следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} j &= 1 + (i-1)\,q \\ k &= j + p - 1 \end{aligned} \right\} \quad i = 1,\ 2,\ \ldots,\ \eta. \tag{9}$$

Каждая пара данных позволяет найти прирост векторов положения и скорости, оцениваемых в промежуточных точках, определяемых выражениями

$$\overline{Q} = \frac{Q_i + Q_j}{2}, \qquad Q = r,\ \dot{r},\ \alpha,\ \beta,\ t; \tag{10}$$

$$\dot{Q} = \frac{Q_j - Q_i}{t_j - t_i}, \qquad Q = \alpha,\ \beta. \tag{11}$$

Чтобы гарантировать соответствие усредненных данных замкнутой орбите, производится проверка по рассеиваемой энергии. Если условия энергетического баланса не удовлетворяются, эта пара точек усредненных данных отбрасывается и рассматривается следующая. Если все рассмотренные пары оказываются непригодными, то расчеты, относящиеся к данному спутнику, прекращаются, однако в записи сохраняется номер (или число) таких случаев. Кеплеровские элементы орбиты для каждой промежуточной точки усредняются для получения средней оценки этих элементов. Описываемый вариант программы оценки элементов орбиты по исходным данным (ОЭОИД) использует для этого имитированные данные, соответствующие значениям наклонной дальности, азимута, угла места и времени, которые вырабатываются при обработке по программе набора эфемерид (НЭССО) и искажаются при обработке по программе считывания и суммирования с шумами (ССШ).

Программа расчета ошибки предсказания истинного положения спутника (РОПИПС)

В процессе обработки по программе РОПИПС производится оценка элементов орбиты совместно с их истинными значениями, полученными при обработке по программе НЭССО. Результаты используются при обработке по программе РОПИПС для расчета вектора, характеризующего разницу расчетного и предсказанного положений спутника в инерциальной системе координат XYZ в нескольких точках заданного интервала времени. Эти точки выбираются относительно момента последнего сеанса связи со спутником. При этом выбор делается таким образом, что среднее значение ошибки определения положения в каждый фиксированный момент будет справедливо для всего имитированного семейства спутников. Такое усреднение показывает, каким образом происходит нарастание ошибки определения положения спутника по мере увеличения времени (с момента последнего сеанса связи со спутником). При используемой нами экстраполяции «истинного» и «оценочного» положений спутника мы пренебрегаем возможными возмущениями кеплеровской орбиты, считая, что такие возмущения будут оказывать малое влияние на относительные характеристики различных вариантов исследуемых методов обработки данных. Позднейшие варианты программы РОПИПС могут включать соответствующие процедуры для коррекции таких эффектов.

Выбор критерия оценки характеристик по программе СОРИ зависит, конечно, от класса проблем, подлежащих изучению. Первоначально мы рассматривали вопросы прогнозирования положения спутника в моменты, следующие за последним сеансом связи со спутником. Поэтому не представляет затруднения использовать в качестве критерия характеристик величину вектора, определяющего

ошибку между истинным и прогнозированным положениями спутника.

Для фиксированного значения времени ошибка положения $d_\nu(t_0)$, $\nu=1, 2, \ldots, N$, полученная при работе с семейством N случайных спутников, может рассматриваться как N значений выборок случайной переменной $D(t_0)$, обладающей распределением $f[D(t_0)]$. Для каждого момента t_0 это будет такое распределение, которое определяет особенности системы по отношению ко всему семейству спутников.

В качестве единственного числа, характеризующего каждое распределение, используется среднее значение выборок

$$\overline{d(t_0)} = \frac{1}{N} \sum_{\nu=1}^{N} d_\nu(t_0). \qquad (12)$$

Помимо упрощения расчетов, среднее значение выборок обладает необходимой чувствительностью к исследуемым характеристикам системы и, в отличие от медианы выборок, более точно отражает предельную точность прогнозирования.

Наконец, чтобы дать грубое представление о характеристиках во всем интервале, мы для удобства рассчитаем величину

$$D_I = \frac{1}{\nu_0} \sum_{j=1}^{\nu_0} \overline{d(t_j)}, \qquad I = \{t_1 \leqslant t_j \leqslant t_{\nu_0}\}. \qquad (13)$$

Вместе со средним рассчитывается стандартное отклонение, необходимое для подтверждения справедливости выбора интервалов для истинного значения среднего относящегося ко всему семейству спутников.

Работа комплекса программ

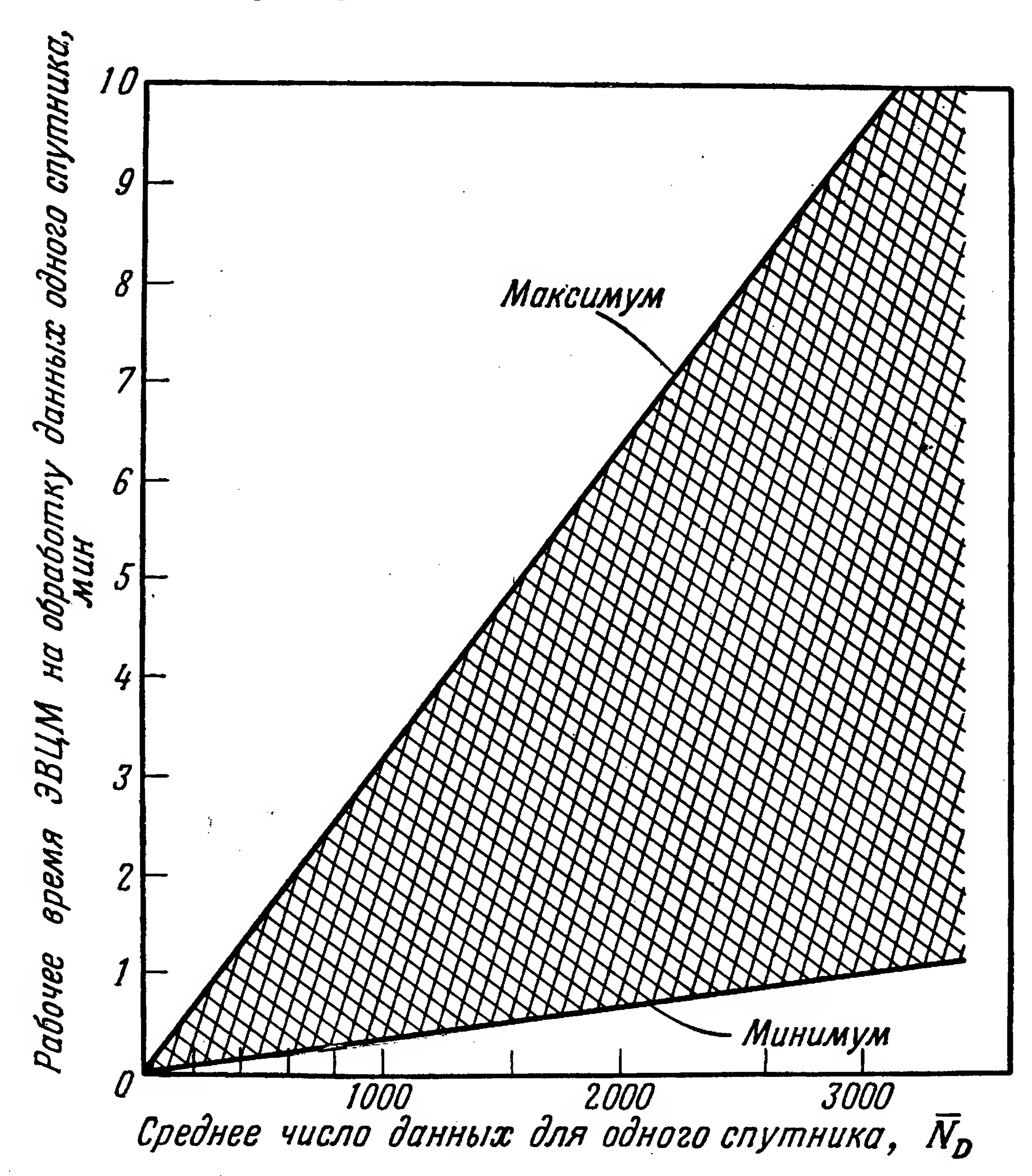
Рабочее время расчетов по программам СОРИ существенно зависит от величин определяемых параметров и объема требуемой выходной информации. Это время в значительной степени определяется количеством спутников и средним числом точек, имитируемых для каждого спутника ($\overline{N}_D$). Диапазон значений рабочего времени, требуемого для каждого спутника, приведен на фиг. 5[1]). Поскольку скорость выдачи данных, намеченная для серии испытаний ЭВЦМ, работающих по программам СОРИ, невелика, то и величина $\overline{N}_D$ достаточно мала.

---

[1]) Значения рабочего времени даны для программ, рассчитываемых с помощью счетно-решающего устройства IBM-709.

РЕЗУЛЬТАТЫ, ПОЛУЧЕННЫЕ С СИСТЕМОЙ СОРИ

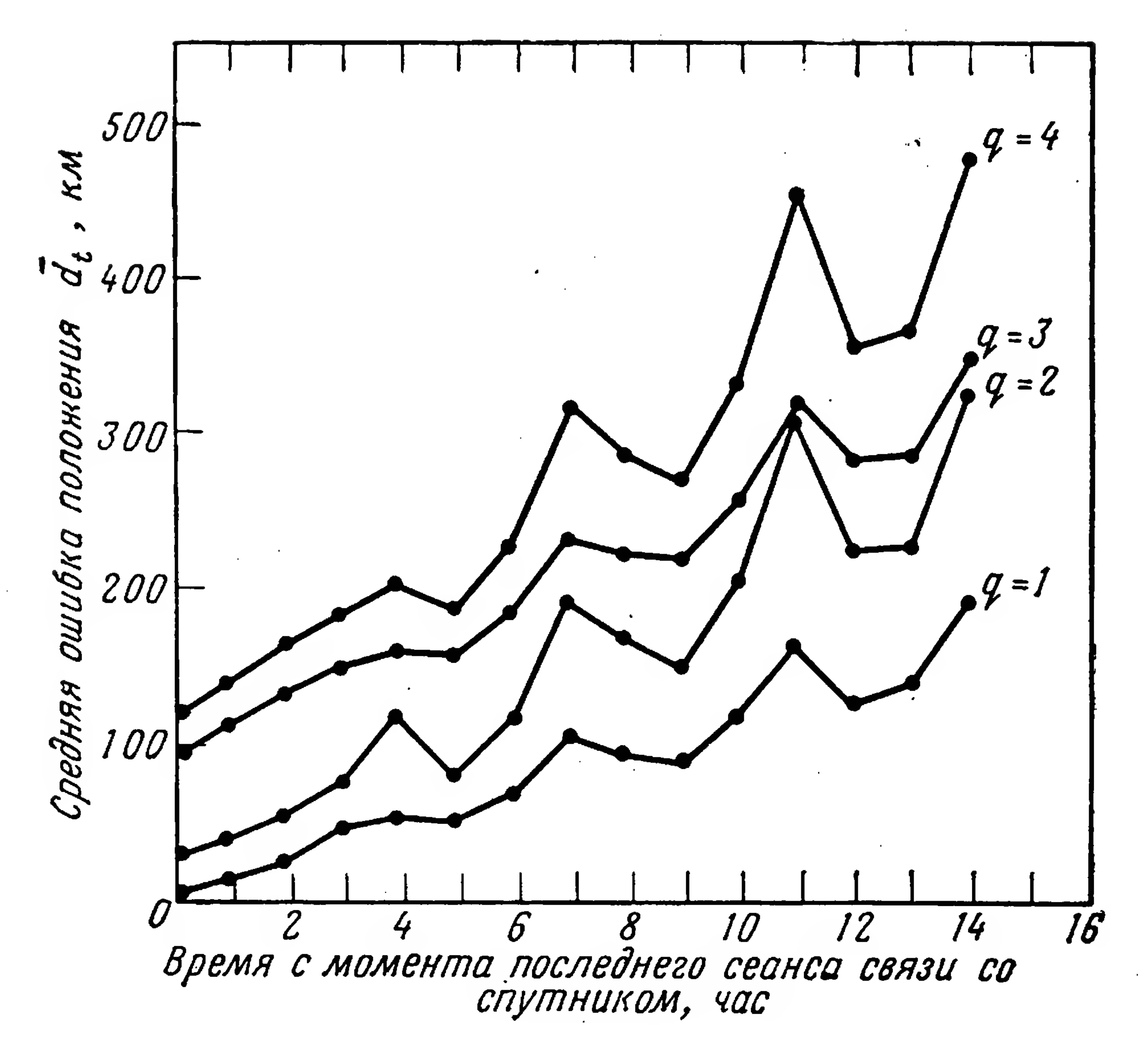
Запланированные рабочие испытания системы СОРИ можно разбить на две группы. Первая группа испытаний служит для определения: 1) характеристик обработки и предсказания положения спутника при условии отсутствия шумов; 2) наилучшей (статистически) величины используемого семейства орбитальных данных при любой заданной серии рабочих циклов вычислительных машин.



Фиг. 5. Зависимость рабочего времени, требуемого на обработку данных одного спутника, от числа усредненных точек.

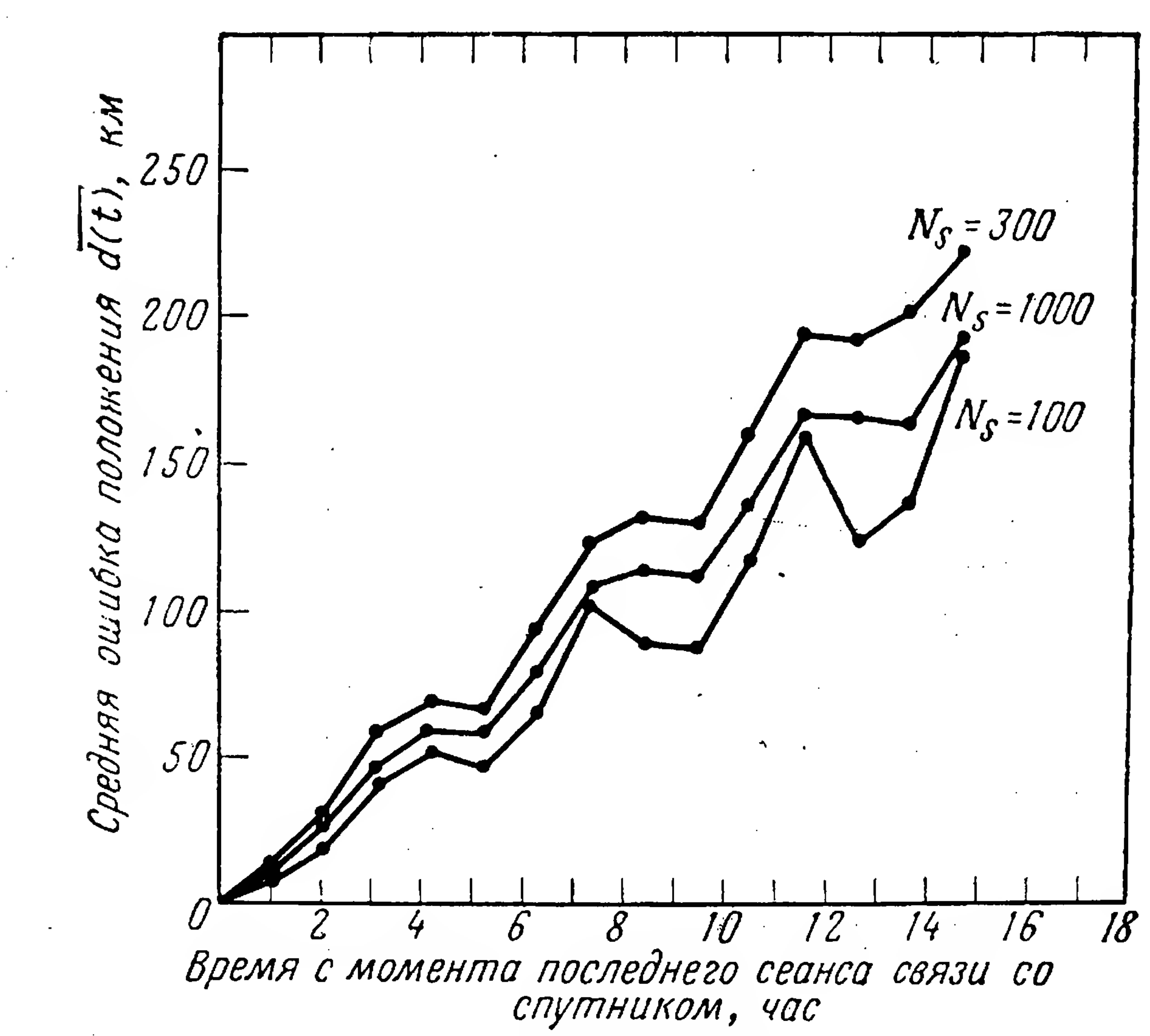
Вторая группа испытаний предназначена для определения влияния шумов на процесс обработки и предсказания. Для этих рабочих циклов были выбраны параметры, которые зависели от результатов испытаний первой группы.

К моменту написания настоящей статьи запланированные рабочие испытания вычислительных машин еще не были закончены.



Фиг. 6. Зависимость средней ошибки положения от времени, прошедшего с момента последнего сеанса связи со спутником.

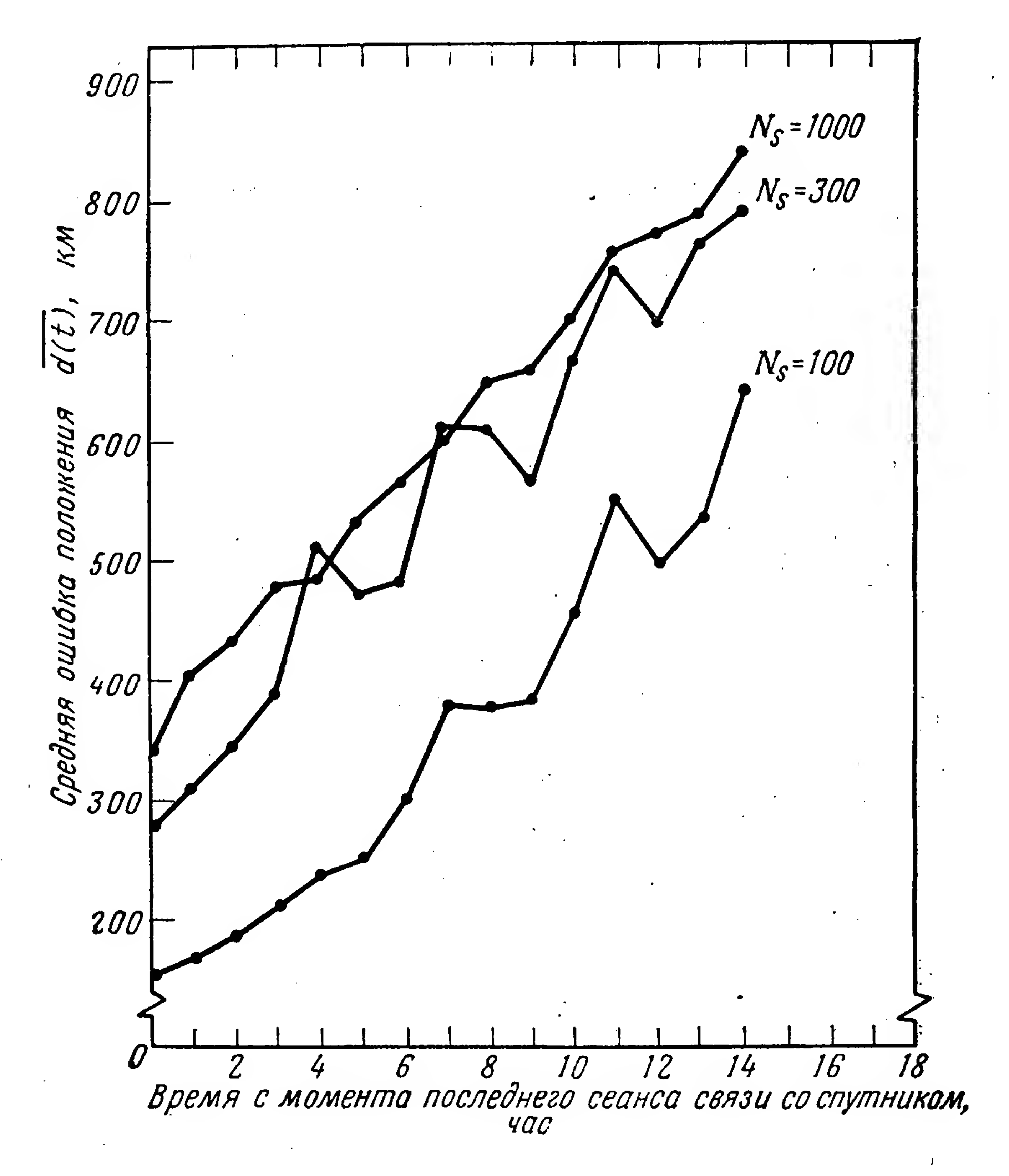
Зависимость от параметра сдвига q без учета действия шумов; $(\lambda, p) = (1, 2)$; $N_s = 100$.



Фиг. 7. Зависимость средней ошибки положения от времени, прошедшего с момента последнего сеанса связи со спутником.

Без учета действия шумов; $(\lambda, p, q) = (1, 2, 1)$...

Проведены рабочие испытания при отсутствии шумов (результаты показаны на графиках фиг. 6 — 9). Рассмотрен ряд совокупностей величин параметров обработки. Их влияние было отмечено в течение 14 *час* вслед за последним сеансом связи для каждого спутника в трех имитированных семействах, состоявших из 100, 300 и 1000 спутников.



Фиг. 8. Зависимость средней ошибки положения от времени, прошедшего с момента последнего сеанса связи со спутником.

Без учета действия шумов; $(\lambda, p, q) = (2, 2, 1)\ldots$

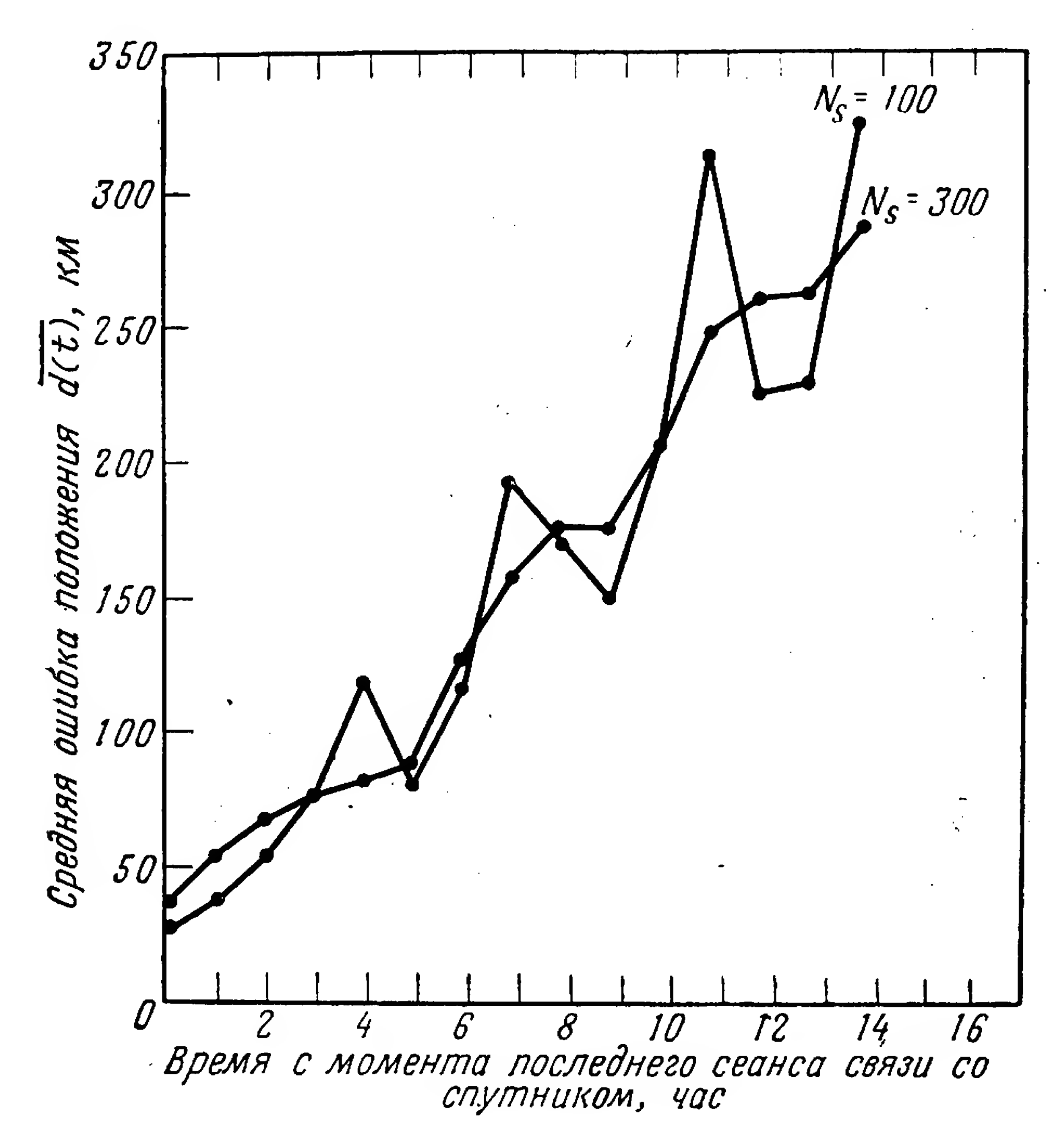
Пренебрегая влиянием некоторых ошибок, например округления, рассмотрим все факторы, которые могут служить причиной значительного увеличения значения $\overline{d(t)}$ при отсутствии шумовых помех. Наиболее очевидным источником ошибок может оказаться очень низкая скорость выдачи данных при 3 оборотах антенны в минуту. Весьма возможно, например, что некоторые аппроксима-

ции, выполняемые при оценке $\dot{\alpha}$ и $\dot{\beta}$ (см. уравнение (11)), будут непригодны в тех случаях, когда скорость вращения антенны снижена до 1 оборота за 20 *сек*.

На приведенных графиках можно заметить ряд тенденций. Как и следовало ожидать, величина семейства оказывает существенное влияние на оценку характеристик системы. Если, как упоминалось выше, мы хотим измерить различные характеристики системы π_1, π_2, ..., π_m, мы имитируем семейство, состоящее из N случайных спутников, и предполагаем, что

$$\lim_{N\to\infty} \pi_i \{0_N\} = \pi_i \{0_\infty\}, \qquad i = 1, 2, \ldots, m. \tag{14}$$

Поскольку нам известны априори характеристики предельного семейства $\{0_\infty\}$, мы вынуждены начинать с выбора порядка следования величины семейств, скажем, $N_1 < N_2$, ..., $< N_k$. Затем из указанной последовательности выбираем наибольшую величину N,



Фиг. 9. Зависимость средней ошибки положения от времени, прошедшего с момента последнего сеанса связи со спутником.

Без учета действия шумов; $(\lambda, p, q) = (1, 2, 2)$...

скажем, N^*, которая обеспечивает получение времени рабочего хода программы, приемлемого для практических целей. Критерий пра-

вильности оценки характеристик семейства может быть получен из расчета величины

$$Q_i = |\pi_i\{0_{N*}\} - \pi_i\{0_{Nk}\}|, \qquad i = 1,\ 2,\ \ldots,\ m \tag{15}$$

при условии, что

$$N^*,\ N_k^{\lim} \to \infty: \qquad Q_i = 0. \tag{16}$$

В этом направлении должен быть проведен тщательный анализ для определения приблизительных размеров семейств в будущих рабочих циклах системы.

Для фиксированного числа точек исходных данных при любом увеличении параметров обработки (например, параметра сдвига q) число парных групп уменьшается. В частности, для орбит спутников, имитируемых малым числом точек (например, 4—5), оценка элементов орбиты может оказаться зависящей только от одной парной группы. Это приводит к появлению большой составляющей ошибки определения положения по сравнению со средней ошибкой положения $\overline{d(t)}$, определяемой для всего семейства и зависящей от экстремальных значений.

На основании этого может быть сделан предварительный вывод о том, что в случае отсутствия шумов наилучшие результаты будут достигаться в тех случаях, когда число парных точек η для заданного среднего числа данных, имитируемых для каждого спутника, будет максимальным. Это эквивалентно условию минимального сглаживания. Можно ожидать, однако, что при наличии шумов будет справедливо обратное заключение и для работы системы окажется необходимым применение наибольшего сглаживания, а это значит, что выбор параметров λ, p, q должен производиться в некотором интервале

$$1 \leqslant \lambda \leqslant L_1, \tag{17}$$

$$2 \leqslant p \leqslant L_2, \tag{18}$$

$$1 \leqslant q \leqslant L_3. \tag{19}$$

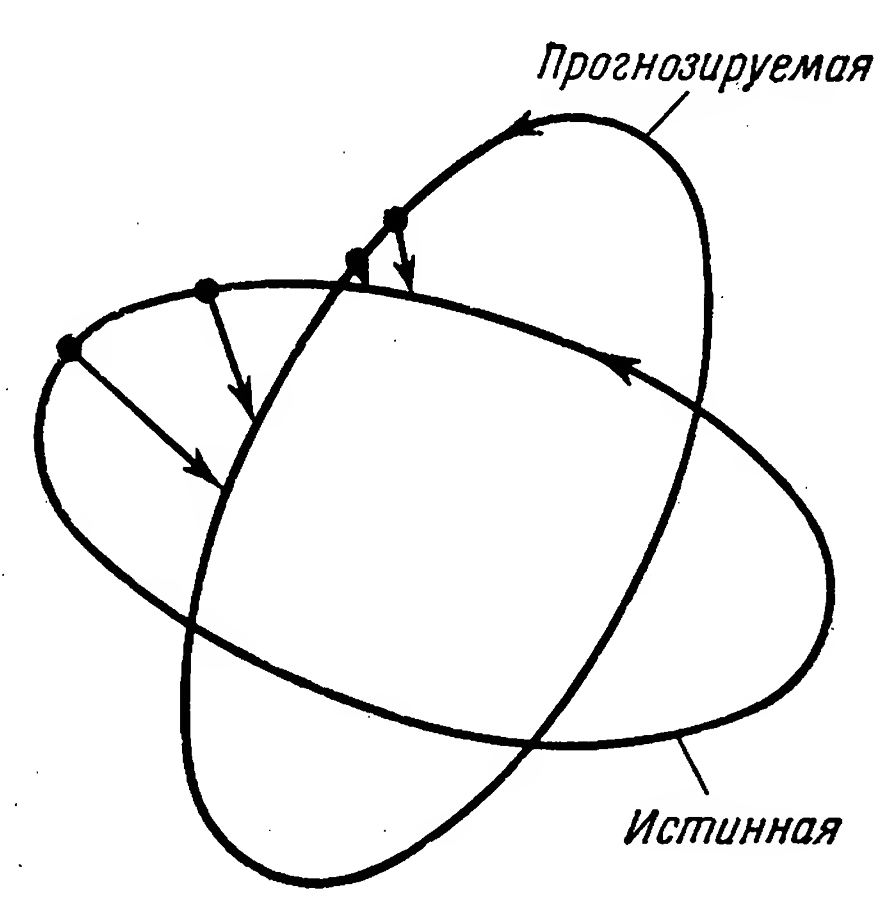
Здесь L_i ($i=1$, 2, 3) определяется характером шумов и условием, что должна быть по крайней мере одна пара данных, для которой выполняется неравенство

$$p\lambda \leqslant N, \tag{20}$$

где N — минимальное число данных для некоторого спутника, входящего в состав семейства.

При отсутствии шумов все кривые ошибок определения положения имеют вид колебаний, наложенных на некоторую приблизительно прямую линию. Прежде чем сделать общее заключение относительно распространения ошибок на параметры изучаемой системы и орбитальные характеристики используемого семейства спутников, необходимо провести дальнейшее изучение системы. Однако

вполне естественно ожидать появления некоторых типов колебаний, имея в виду допущения, сделанные в настоящем варианте СОРИ. Как показано на фиг. 10, аппроксимация как истинной, так и прогнозируемой орбит с помощью эллипсов требует, чтобы ошибка положения, в том виде как она определена выше, попеременно увеличивалась и уменьшалась. Природа и размеры таких вариаций, кроме других причин, будут зависеть от относительной ориентации



Фиг. 10. Вариация вектора $d(t)$ вдоль истинной и прогнозируемой орбит.

обоих эллипсов. При наличии отклонений от условий Кеплера два наших эллипса будут изменяться во времени под действием возмущающих причин. Однако, как упоминалось ранее, мы считаем, что обе орбиты будут возмущаться этими причинами в одинаковой степени. При таком допущении также можно ожидать появления колебаний величины ошибок определения положения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Taussky O., Todd J., «Generation and Testing of Pseudo-Random Numbers», Symposium on Monte Carlo Methods, John Wiley and Sons, Inc. 1956.
2. Cramer H., «Mathematical Methods of Statistics», Princeton University Press, 1957.

АНАЛОГОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ И СИСТЕМ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ[1])

Фрэзер, Ламберт

В настоящей работе рассматривается новый метод подхода к вопросам усовершенствования и оценки систем радиоуправления и систем связи. Этот метод основан на применении моделирующей системы — так называемого прибора для оценки электронных систем (ОЭС), обеспечивающего высокую эффективность при разработке последних.

В работе приведены примеры применения такого прибора для усовершенствования систем управления и космической связи, а также для синтеза и оценки этих систем.

ВВЕДЕНИЕ

Основные идеи прибора для оценки электронных систем (ОЭС) лучше всего пояснить с помощью аналогии. Известно, что модели самолетов испытываются в аэродинамической трубе, позволяющей создать искусственно необходимые окружающие условия, чтобы оценить основные характеристики и их изменения уже на самой ранней стадии разработки. В процессе усовершенствования конструкции и развития исходного образца изменения и усовершенствования, вводимые в конструкцию самолета, вносятся в модель, которая затем испытывается в аэродинамической трубе, что позволяет определить эффективность внесенных изменений.

Прибор ОЭС представляет собой инструмент, аналогичный аэродинамической трубе, но предназначенный для применения в области электроники. Модель предлагаемой электронной системы быстро макетируется на монтажных панелях и подвергается воздействию искусственно созданных окружающих условий. При этом как в модель, так и в моделируемые условия могут вноситься различные изменения, чтобы определить их влияние на свойства системы.

Прибор ОЭС — это специализированная счетно-решающая электронная машина аналогового типа, хорошо известная и широко применяемая в инженерной практике. Счетно-решающие машины аналогового типа используются в самолето- и ракетостроении для предварительного определения динамических характеристик сервомеха-

---

[1]) Frazier J. P., Lambert J. M., Ballistic Missile and Space Technology, III, N. Y., Lnd., 1960, p. 169—199.

низмов самолетов и ракет. Прибор ОЭС позволяет значительно расширить возможности анализа электронных систем электронными же методами.

Интересно отметить, что некоторые специалисты по электронике, разрабатывающие счетно-решающие машины аналогового типа, еще не используют подобную технику в своей области для предсказания характеристик радиолокационных систем, систем радиоуправления и систем связи. Наиболее распространенным методом является создание рабочей аппаратуры и ее последующие испытания в реальных условиях. Поэтому можно утверждать, что прибор ОЭС расширяет область применения счетно-решающих машин аналогового типа, открывая для инженера, разрабатывающего систему, широкие возможности точного предсказания характеристик радиолокационной или связной системы еще до выполнения системы в металле.

Прибор ОЭС используется для разработки радиолокационных и связных систем, а также для разработки систем радиоуправления. С помощью такого прибора производят отыскание оптимальных вариантов схем стабилизации при помощи обратной связи, разработку оптимальных методов использования существующих систем, а также оценку новейших методов и систем. Типичными примерами применения прибора ОЭС могут служить:

оценка и испытание систем противолокационной защиты; оптимизация схем стабилизации при помощи обратной связи;

разработка систем связи с использованием спутников;

предварительные исследования в области исследования взаимных помех;

сравнительная оценка и изучение широкополосных и узкополосных систем связи;

оценка характеристик иностранных радиолокационных станций;

разработка и исследование систем управления;

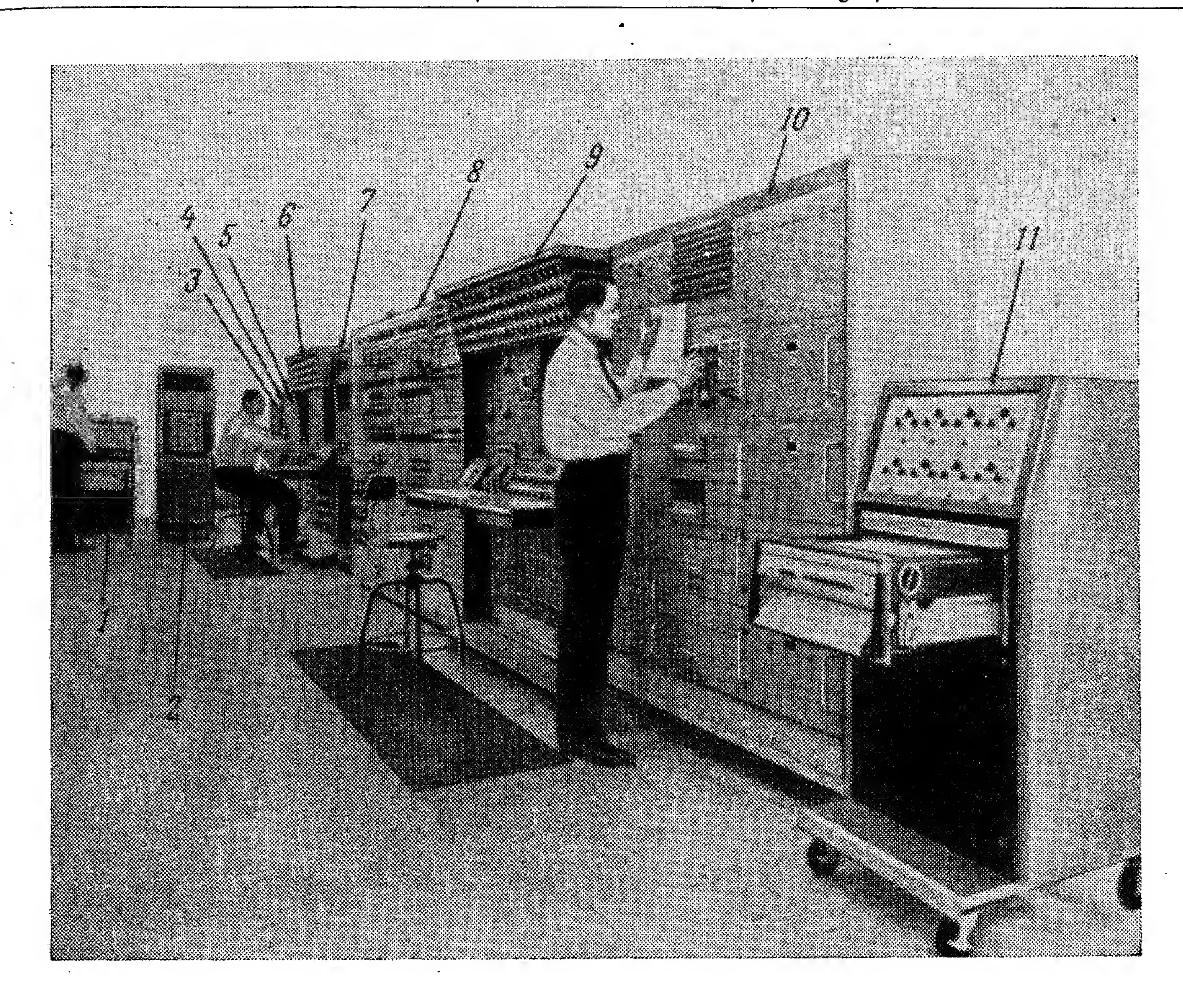
исследование взаимных помех радиотехнических средств;

планирование и экстраполяция результатов летных испытаний;

оценка методов связи.

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ

Для понимания процесса работы прибора ОЭС и правильного его применения необходимо иметь представление об основных теоретических принципах, на базе которых создан такой прибор. На фиг. 1 показано оборудование, входящее в комплекс ОЭС. На фиг. 2 дан вариант дальнейшего расширения этого комплекса. Это уникальное оборудование обеспечивает возможность моделирования в диапазоне

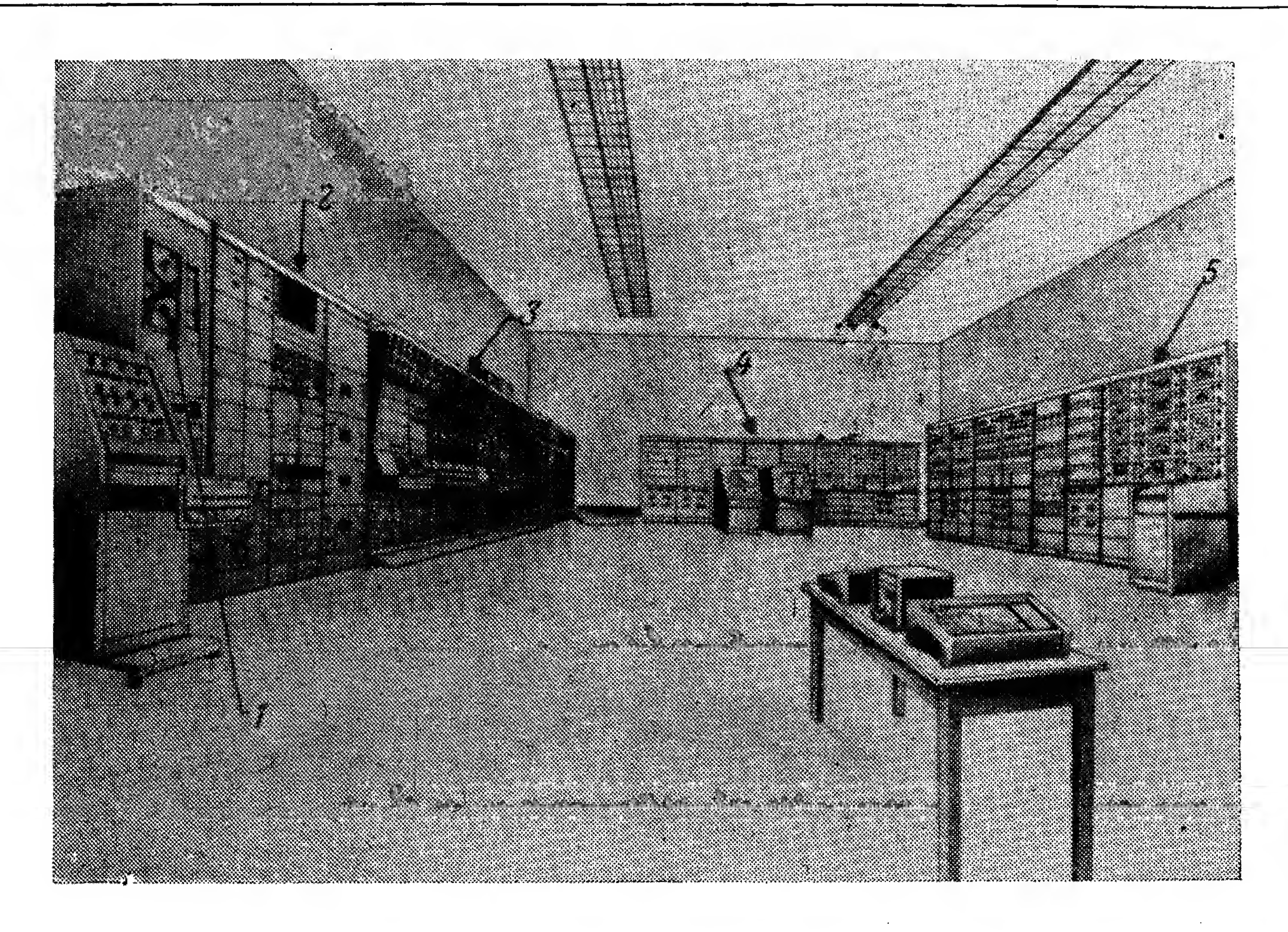


Фиг. 1. Аппаратура ОЭС.

1 — 8-канальный регистратор; *2* — контрольный осциллограф; *3* — 2-канальный тренировочный регистратор; *4* — регистратор с магнитной лентой; *5* — стойка вспомогательных ЭВЦМ; *6* — аналоговые счетно-решающие устройства; *7* — вспомогательная аппаратура; *8* — высокочастотная ЭВЦМ; *9* — аналоговое счетно-решающее устройство с метками времени; *10* — стойка вспомогательных ЭВЦМ; *11* — 8-канальный регистратор.

низких частот любой существующей связной и радиолокационной систем или системы радиоуправления.

В блоке *1* (фиг. 2) помещены два специальных регистратора, обеспечивающих запись на магнитную ленту. Один из них представляет собой 14-канальный самописец, предназначенный для моделирования секционированных линий задержки и имитации условий многолучевого распространения сигналов в тех случаях, когда требуется ввести и учесть время запаздывания. Второй регистратор предназначен для записи сигналов, имитирующих сигналы радиолокаторов, сигналы заглушающих или мешающих станций и помехи собственной радиоаппаратуры. Следующий блок *2* представляет собой комплекс аппаратуры, предназначенной для введения любых нелинейных функций типа характеристик диодных смесителей, характеристик АРУ, перегрузочных характеристик и других аналогичных функций, причем каждая такая функция может воспроизводиться с точностью до 1%. Блок *3* состоит из двух консолей, содержащих модифицированные электронные счетно-решающие устройства ана-



Фиг. 2. Расширенный вариант аппаратуры ОЭС.

1 — линии задержки и имитация окружающих условий; *2* — группа нелинейных устройств; *3* — УПЧ и видеоусилитель; *4* — высокая частота; *5* — сигналы локаторов и связных станций.

логового типа, используемые для моделирования усилителей промежуточной частоты и видеоусилителей. Блок *4* содержит специальную высокочастотную аппаратуру аналогового типа, предназначенную для моделирования высокочастотных схем типа волноводных фильтров, каскадов УВЧ и т. п. Блок *5* содержит специальную аппаратуру, объединенную под общим названием — генератор электромагнитного спектра (ГЭС). Это устройство представляет собой группу генераторов звуковых частот, которые могут с помощью специального программирующего устройства имитировать сигналы с различными видами модуляции (АМ, ЧМ, импульсная, однополосная, двухполосная, с равномерным спектром и т. п.).

Основной принцип, используемый в приборе ОЭС, состоит в том, что все испытания проводятся на электронной модели системы, причем моделирование производится в диапазоне низких частот. Иными словами, действительный диапазон частот, в пределах которого работает рассматриваемая система, пересчитывается с помощью общего коэффициента в диапазон низких (звуковых) частот. Наивысшая частота, используемая в приборе ОЭС для моделирования электронной системы, лежит в пределах 20 *кгц*. Все остальные сигналы, вводимые в процессе исследования системы, такие, например, как помехи, создаваемые противником и мешающие сигналы от собственных электронных систем, соответственно пересчитываются с помощью того же общего коэффициента.

Рассмотрим частный случай. Примем для пересчета типовой коэффициент. Для радиолокационных систем, например, типовой коэффициент пересчета принимается равным 10^6. В этом случае диапазон трехсантиметровых волн (10 000 *Мгц*) может моделироваться в диапазоне от 10 000 *гц*; диапазон десятисантиметровых волн (3000 *Мгц*)—в диапазоне 3000 *гц*; диапазон дециметровых волн (1000 *Мгц*) — в диапазоне 1000 *гц*. Типовая промежуточная частота, равная 60 *Мгц*, в этом случае оказывается равной 60 *гц*. Типовая полоса пропускания, равная 2 *Мгц*, будет моделироваться устройством, имеющим полосу пропускания 2 *гц*.

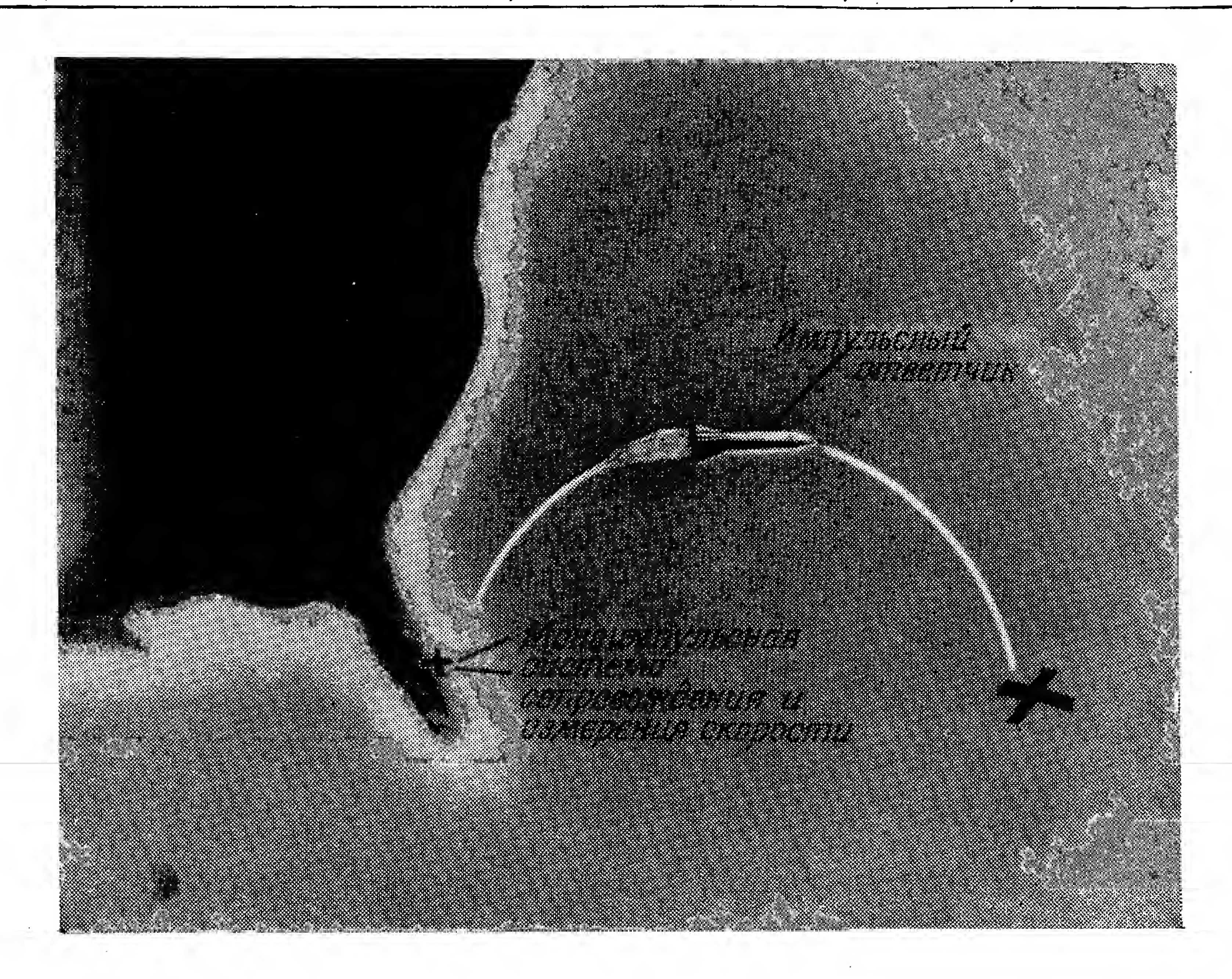
В результате пересчета всех значений центральных частот и полос пропускания и уменьшения соответствующих величин в 10^6 раз масштаб времени в моделируемой системе увеличивается в такой же пропорции. В этом случае 1 *мксек* заменяется 1 *сек*. Это обстоятельство еще больше увеличивает преимущества принятого метода. Переходные процессы, протекающие в реальной системе в течение микросекунд, в рассматриваемой модели длятся секунды.

При пересчете связных систем оказывается удобным применять различные коэффициенты пересчета. Обычно такие коэффициенты лежат в пределах 10^3 — 10^6. Типовое значение полосы пропускания, используемой в связных системах, равное 10 *кгц*, в этом случае оказывается равным, например, 10 *гц*.

Основная причина, благодаря которой для моделирования любой существующей электронной системы оказывается возможным использовать типовую аппаратуру, состоит в том, что большинство радиолокационных и связных систем состоит из комбинаций только 15 типовых блоков:

1) усилитель высокой частоты;
2) усилитель промежуточной частоты;
3) линия задержки;
4) генератор непрерывных колебаний;
5) смеситель;
6) генератор, управляемый (подстраиваемый) с помощью напряжения;
7) балансный смеситель;
8) интегратор;
9) усилитель низкой частоты;
10) ограничитель;
11) коррелятор;
12) второй детектор (амплитудный);
13) фазовый детектор;
14) видеоусилитель;
15) дискриминатор.

Переходные характеристики каждого типового блока могут быть непосредственно воспроизведены с помощью рассмотренного выше оборудования.



Фиг. 3. Траектория межконтинентальной баллистической ракеты.

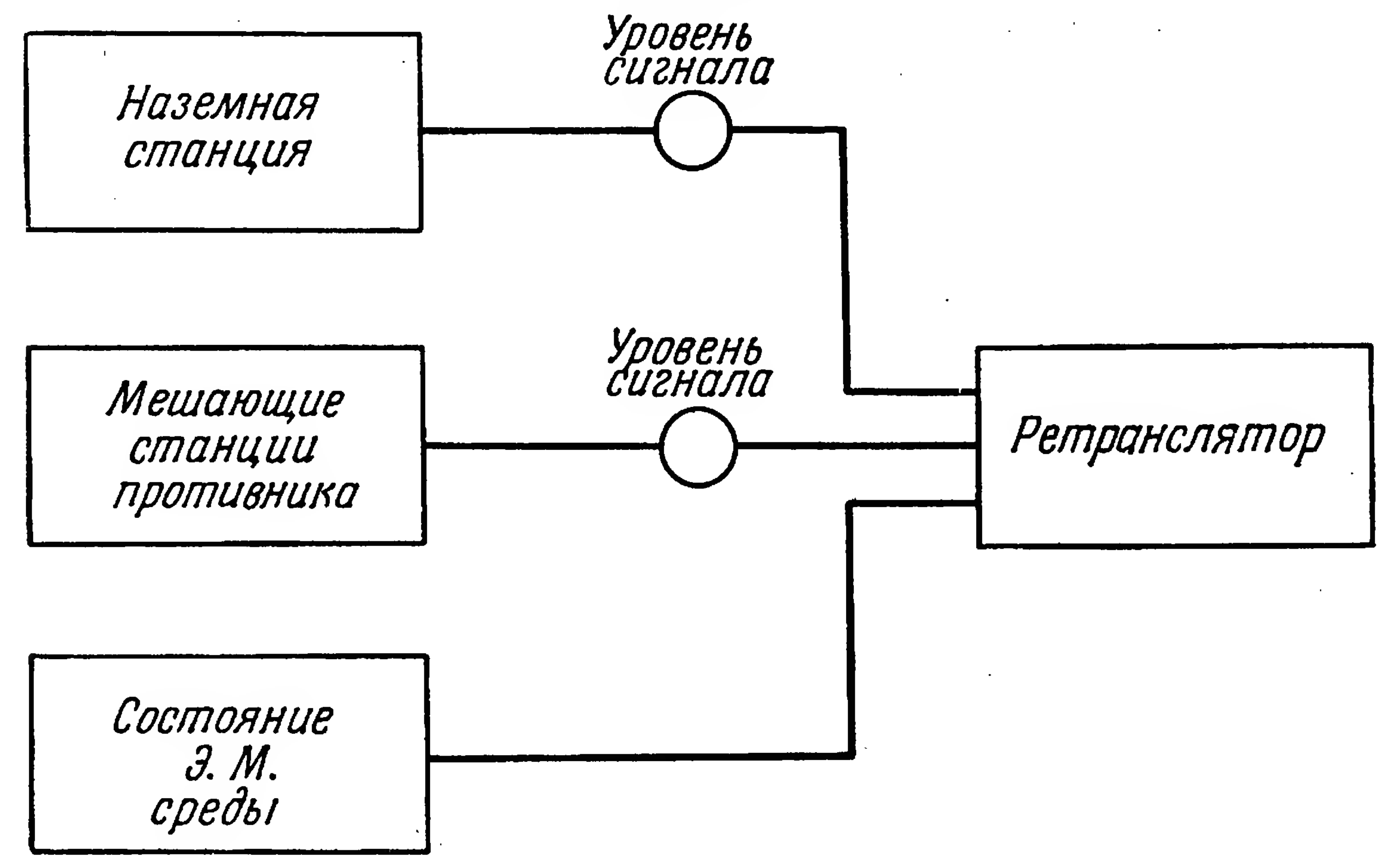
ПРИМЕНЕНИЕ ПРИБОРА ДЛЯ АНАЛИЗА СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

Системы радиоуправления используются для управления баллистическими ракетами и космическими кораблями в тех случаях, когда требуется обеспечить особо высокую точность. Типичная система управления состоит из импульсной радиолокационной аппаратуры сопровождения и измерения скорости, работающей в режиме непрерывного излучения (фиг. 3). Система радиоуправления работает при наличии большого числа мешающих сигналов, расположенных в том же диапазоне частот. В качестве примера использования прибора ОЭС для отыскания оптимальных характеристик системы управления рассмотрим простую систему для измерения скорости.

На фиг. 4 показана блок-схема аналоговой модели для оценки помехоустойчивости ответчика при воздействии помех, создаваемых противником или собственными радиосредствами противодействия.

В первую очередь производится пересчет всех частот и полос пропускания, используемых в ответчике, в диапазон частот, используемых в приборе ОЭС. Из фиг. 5 следует, что такому пересчету подвергаются три типа сигналов. Во-первых, сигнал наземной станции управления (т. е. полезный сигнал, используемый в системе). Для установки уровня сигнала, принимаемого бортовым ответчиком,

находящимся на любом участке рассматриваемой траектории, используется обычный потенциометр. Точно так же с учетом данных, характеризующих положение мешающего передатчика, диаграмму направленности его антенной системы и тип мешающего сигнала, в модель ответчика вводятся сигналы, соответствующие уровню помех, создаваемых противником на рассматриваемом участке траектории. При наличии соответствующих данных имеется возможность ввести в исследуемую модель сигналы, имитирующие помехи, создаваемые другими радиолокационными и связными системами.

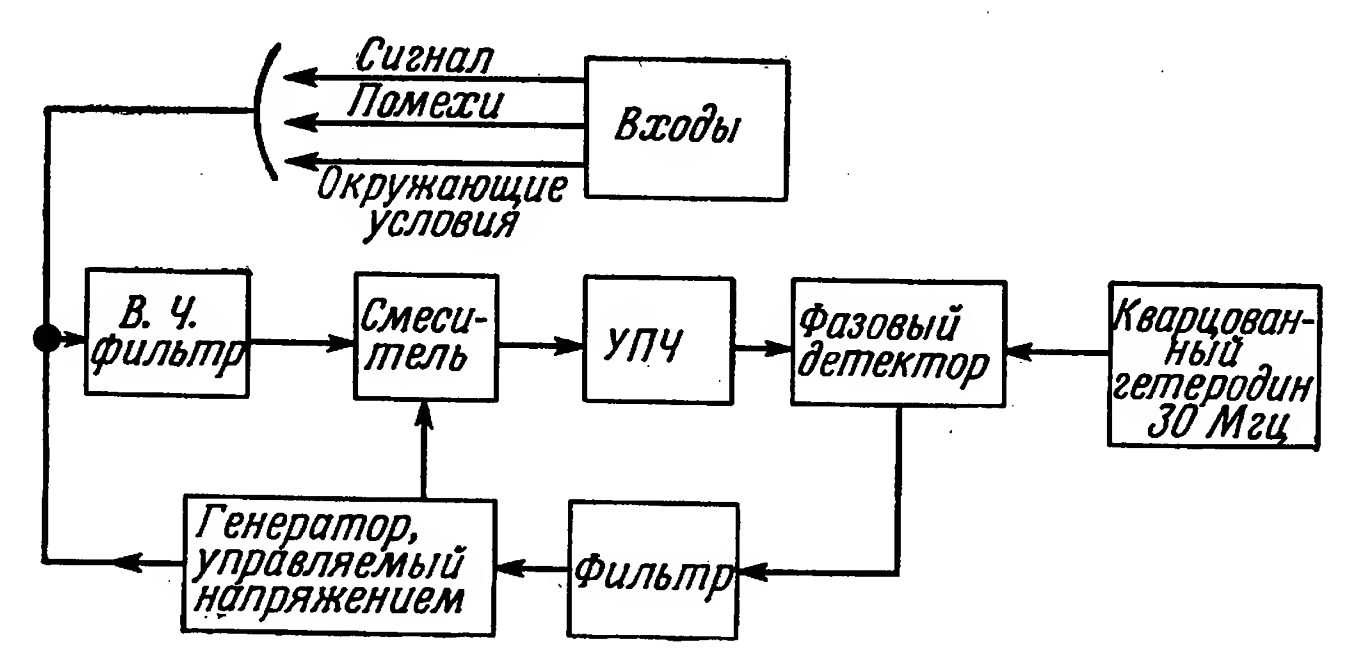


Фиг. 4. Блок-схема низкочастотной аналоговой модели для оценки помехоустойчивости ответчика.

На фиг. 5 приведена сильно упрощенная блок-схема типового ретранслятора, используемого в системе измерения скорости.

Сигнал, излучаемый наземным передатчиком, входящим в систему для измерения скорости, представляет собой непрерывные колебания в. ч. Эти колебания принимаются бортовой антенной и поступают в фильтр в.ч. В смесителе этот сигнал смешивается с сигналом местного гетеродина; полученная при этом промежуточная частота проходит через усилитель промежуточной частоты. После этого фаза сигнала сравнивается с фазой колебаний, создаваемых местным генератором, стабилизированным кварцем и работающим на частоте 30 *Мгц*. Выходной сигнал фазового детектора используется для синхронизации управляемого генератора на частоте, превышающей частоту приходящего сигнала точно на 30 *Мгц*. Полученный при этом сигнал излучается и поступает в приемник наземной станции, где с помощью аналогичной схемы обработки сигнала весьма точно (~ 3 *см/сек*) измеряется скорость ракеты. Рассматриваемая система должна работать при наличии помех, создаваемых противником и собственными радиосистемами.

На фиг. 6*а* и *б* изображены эквивалентные схемы ответчика, моделируемые с помощью прибора ОЭС. Три типа входных сигналов: полезный сигнал, сигнал мешающей станции противника и мешающие сигналы собственных радиосистем фильтруются с помощью фильтра в.ч., который имитируется операционным усилителем с мостовым Т-образным фильтром в цепи обратной связи. Выходной сигнал смесителя (имитируемого с помощью электронного умножителя)

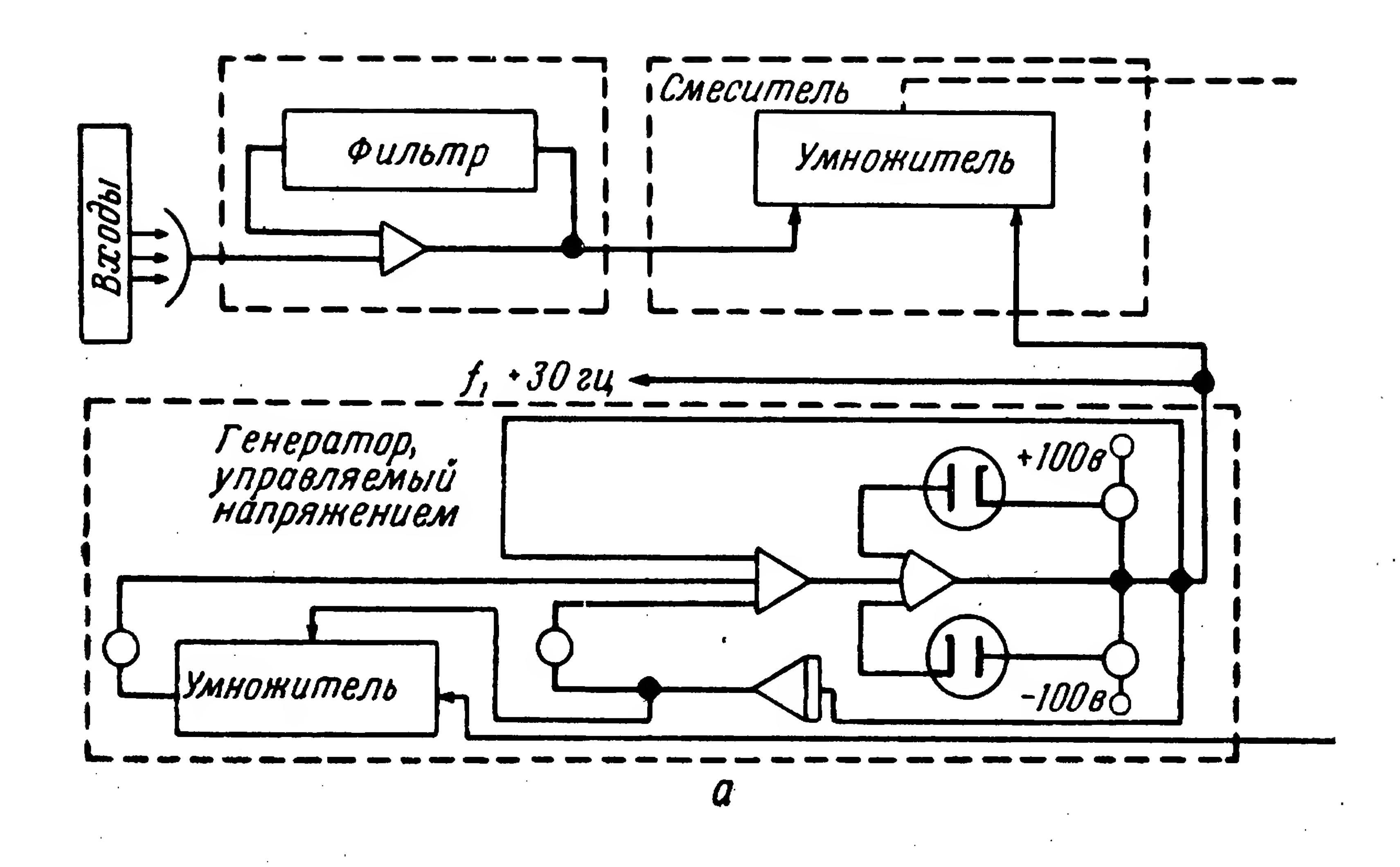


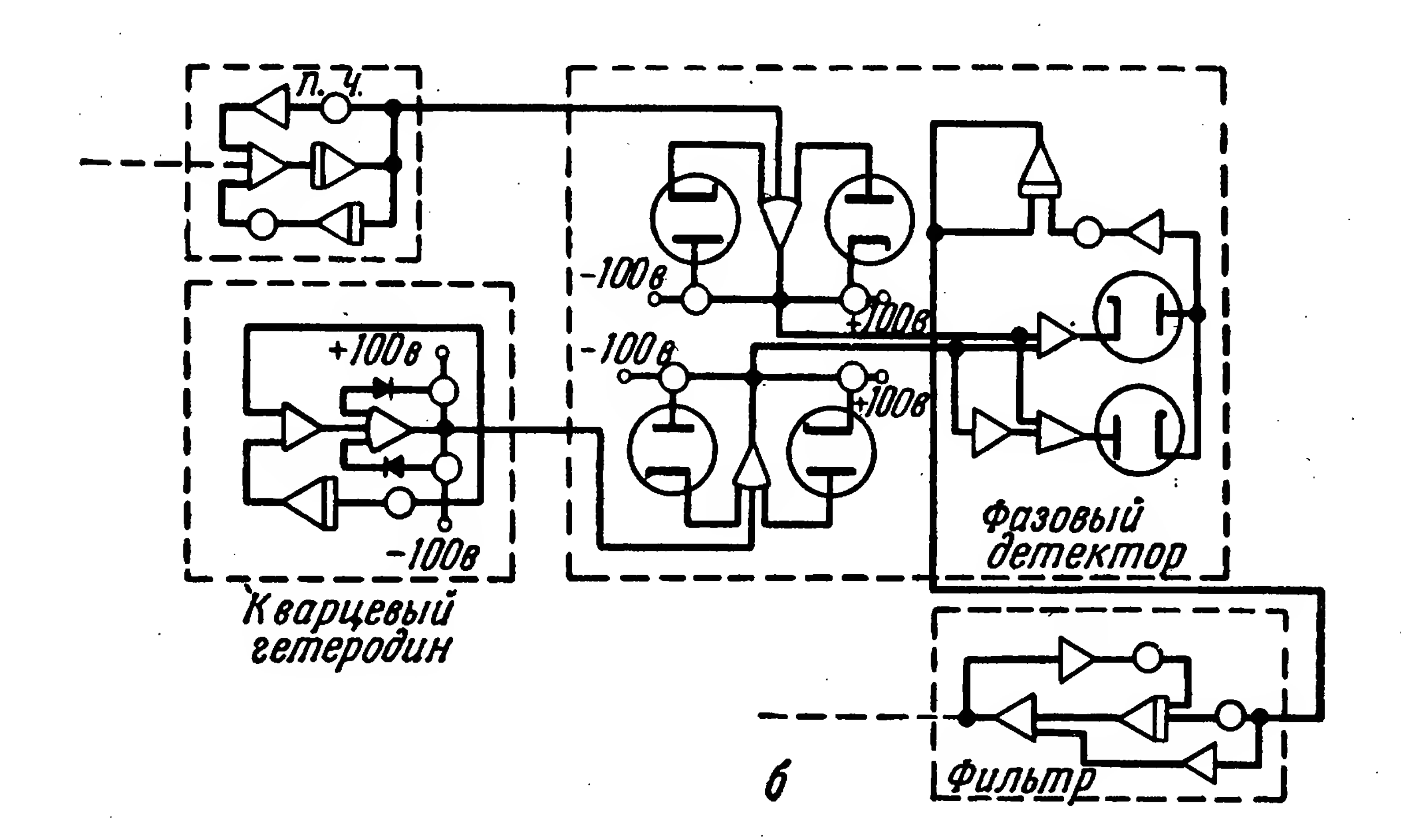
Фиг. 5. Упрощенная блок-схема приемника с фазовой синхронизацией.

	С учетом коэффициента пересчета 10^6
Принимаемая высокая частота 1000 *гц*	Дециметровый диапазон (1000 *Мгц*)
Промежуточная частота 30 *гц*	30 *Мгц*
Полоса пропускания высокой частоты ~ 2 *гц*	~2 *Мгц*
Полоса пропускания фильтра 0,01 *гц*	10 *кгц*

поступает в усилитель промежуточной частоты. Сигнал, получаемый с фазового детектора, используется для управления частотой клистронного генератора (управляемого напряжением), сигнал которого затем излучается и принимается наземной станцией.

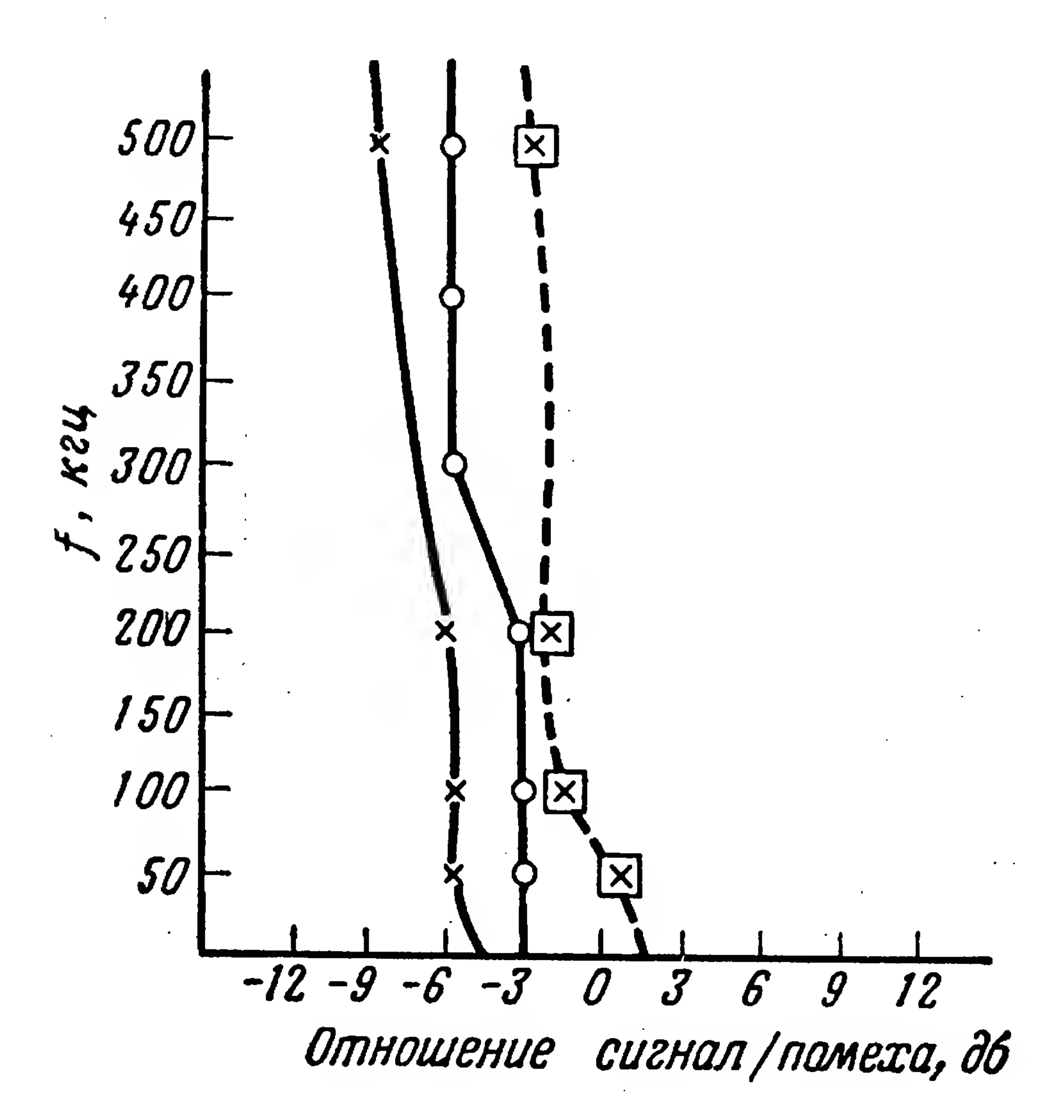
Выходной сигнал смесителя поступает в шестикаскадный усилитель промежуточной частоты. Поскольку все каскады выполнены по аналогичной схеме, на блок-схеме изображен только один каскад усилителя промежуточной частоты. В последующих схемах приняты следующие условные обозначения: треугольник с двойной линией в основании изображает интегратор, а с одной линией соответствует операционному усилителю. Кружками на схемах изображены потенциометры, служащие для установки соответствующих коэффициентов пропорциональности. Остальные символы, применяемые в рассматриваемых схемах, соответствуют общепринятым обозначениям и пояснений не требуют. В приборе ОЭС используются переходные функции каждого блока, входящего в состав реальной системы, изображаемой соответствующей блок-схемой, причем для решения таких переходных функций используются счетно-решающие устройства аналогового типа (см. приложение). Такой подход к решению задачи





Ф и г. 6. Эквивалентные схемы блоков приемника.

оказывается очень гибким и удобным, и с помощью прибора ОЭС в течение нескольких часов может быть построена низкочастотная модель любой системы.



Фиг. 7. Корреляция результатов.

f — скорость качания частоты заглушающего передатчика, *кгц*; по оси абсцисс отложено отношение уровней сигнала и заглушающего передатчика. Результаты испытаний: — x — лабораторные; —○— прибор ОЭС; — — — ⊠ — — — летные.

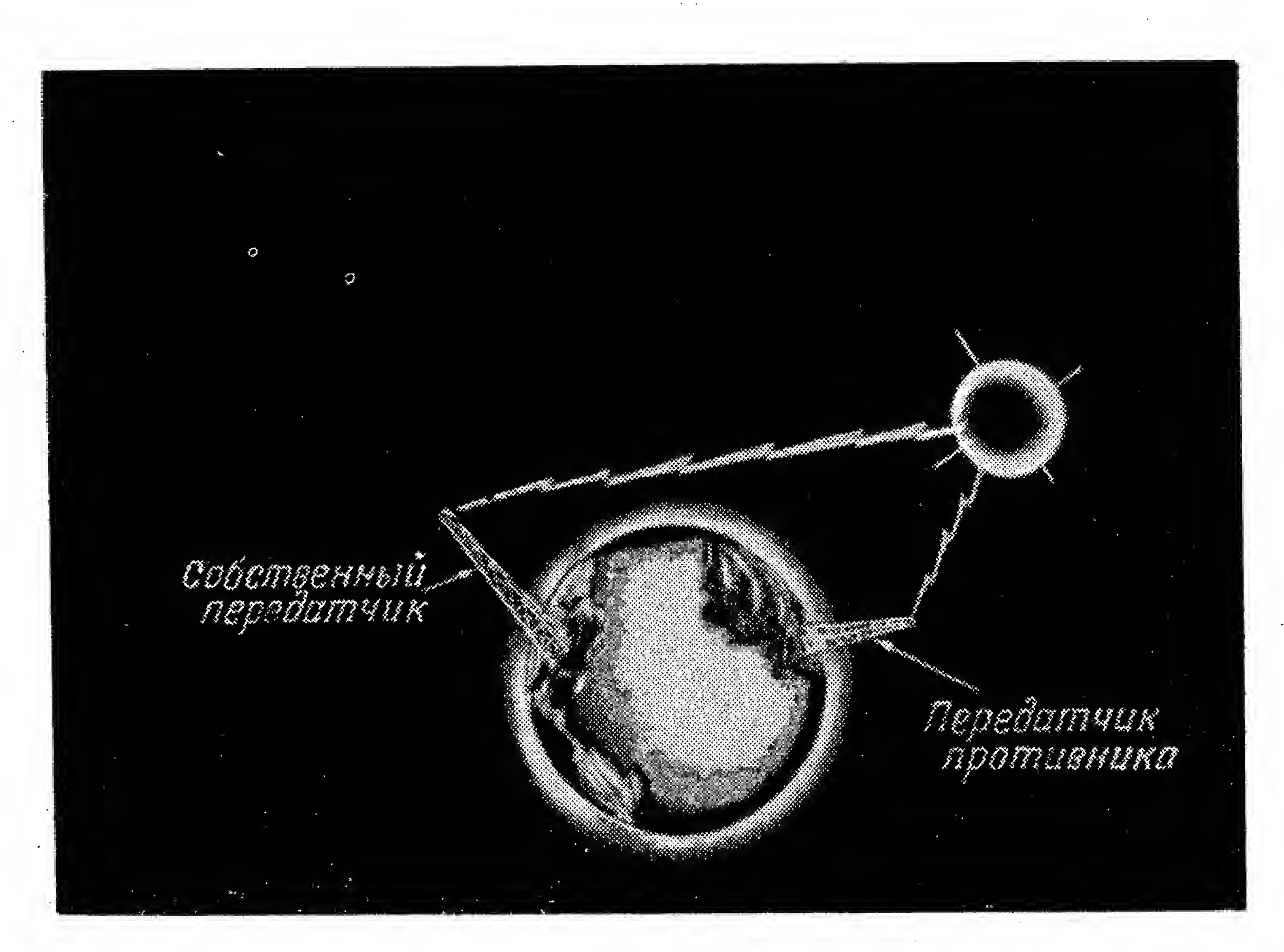
Фазовый детектор служит для сравнения выходного сигнала усилителя промежуточной частоты с сигналом опорного генератора, работающего на частоте 30 *Мгц*. Сигнал с фазового детектора проходит через фильтр низких частот и используется для управления имитатором клистронного генератора (управляемого напряжением).

С помощью методики, рассмотренной выше, были проведены исследования системы управления ракеты «Атлас», причем характеристики устойчивости системы против воздействия помех, создаваемых противником, и мешающих сигналов собственных радиосистем были исследованы уже за 15 *мес* до того, как система была поставлена на лабораторные испытания. Естественно, возникает вопрос, насколько точно такие предварительные исследования, проведенные при помощи прибора ОЭС, соответствуют результатам, полученным в процессе лабораторных испытаний реальной аппаратуры. На фиг. 7 приведены графики, характеризующие корреляцию типичных результатов испытаний. Скорость качания частоты мешающего передатчика, отложенная по ординате, изменялась от 0 до 500 *кгц*. Вдоль абсциссы нанесены значения относительного уровня сигнала мешающего передатчика (в *дб*). Для облегчения сравнения графики смещены относительно друг друга, поэтому они служат главным образом для оценки корреляции, а не действительных результатов испытаний. Как следует из приводимых графиков, корреляция результатов получается достаточно хорошей. Средний график соответствует

результатам, полученным с помощью прибора ОЭС за 15 *мес* до того, как был изготовлен реальный ответчик. Результатам лабораторных испытаний соответствует левая кривая, а результатам летных испытаний — правая. Корреляция всех рассматриваемых графиков лежит в пределах 3 *дб*. При этом 95% результатов испытаний, полученных с помощью прибора ОЭС, совпадают с результатами лабораторных испытаний с точностью в пределах 3 *дб*.

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ НАБЛЮДЕНИЯ ЗА СПУТНИКАМИ

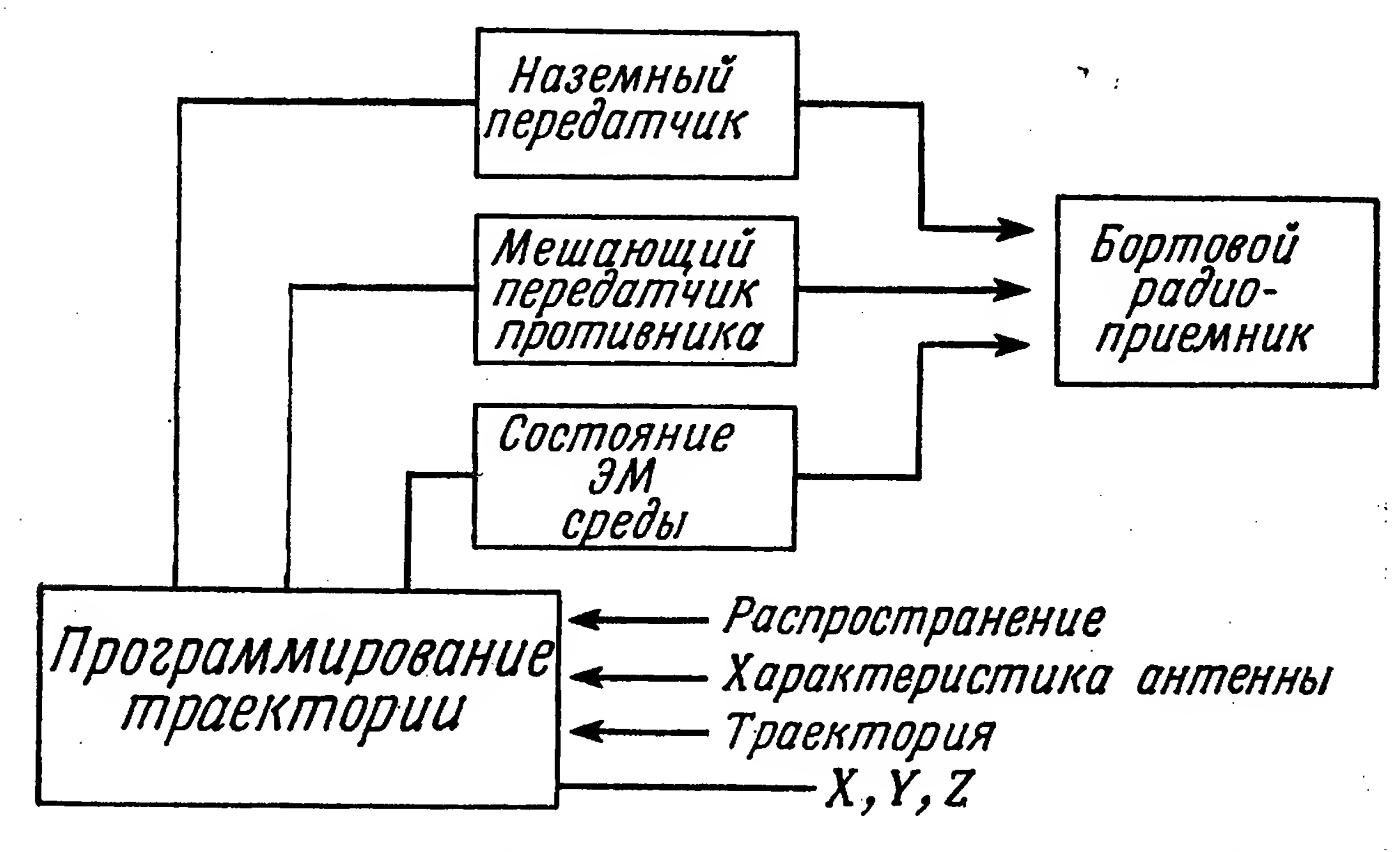
Другая область применения прибора ОЭС, запланированная при его разработке, это исследование системы наблюдения за активным искусственным спутником Земли, принимающим сигналы наземного связного передатчика на фоне сигналов мешающего передатчика противника (фиг. 8). Эта задача программировалась следующим образом.



Фиг. 8. Схема связи спутника.

Сначала моделировался приемник, установленный на спутнике (фиг. 9). Это выполнялось с помощью низкочастотной модели приемника, построенной по описанной выше методике. Для моделирования некоторых модуляционных характеристик, уровня сигналов и других параметров наземного передатчика использовался специально программируемый генератор низкой частоты. Другой генератор программировался с целью имитации мешающего передатчика противника. В моделируемую схему вводились записанные на магнитной ленте данные, характеризующие степень загруженности

диапазона и представляющие имитацию многочисленных сигналов радиотехнических и радиолокационных установок, которые могут быть приняты приемником, установленным на спутнике. Уровень сигнала, принимаемого бортовым приемником, определяется всеми тремя перечисленными выше составляющими. Кроме того, программировались данные, характеризующие влияние условий распространения, диаграммы направленности (наземного передатчика, мешающего передатчика противника и бортовой антенны спутника),

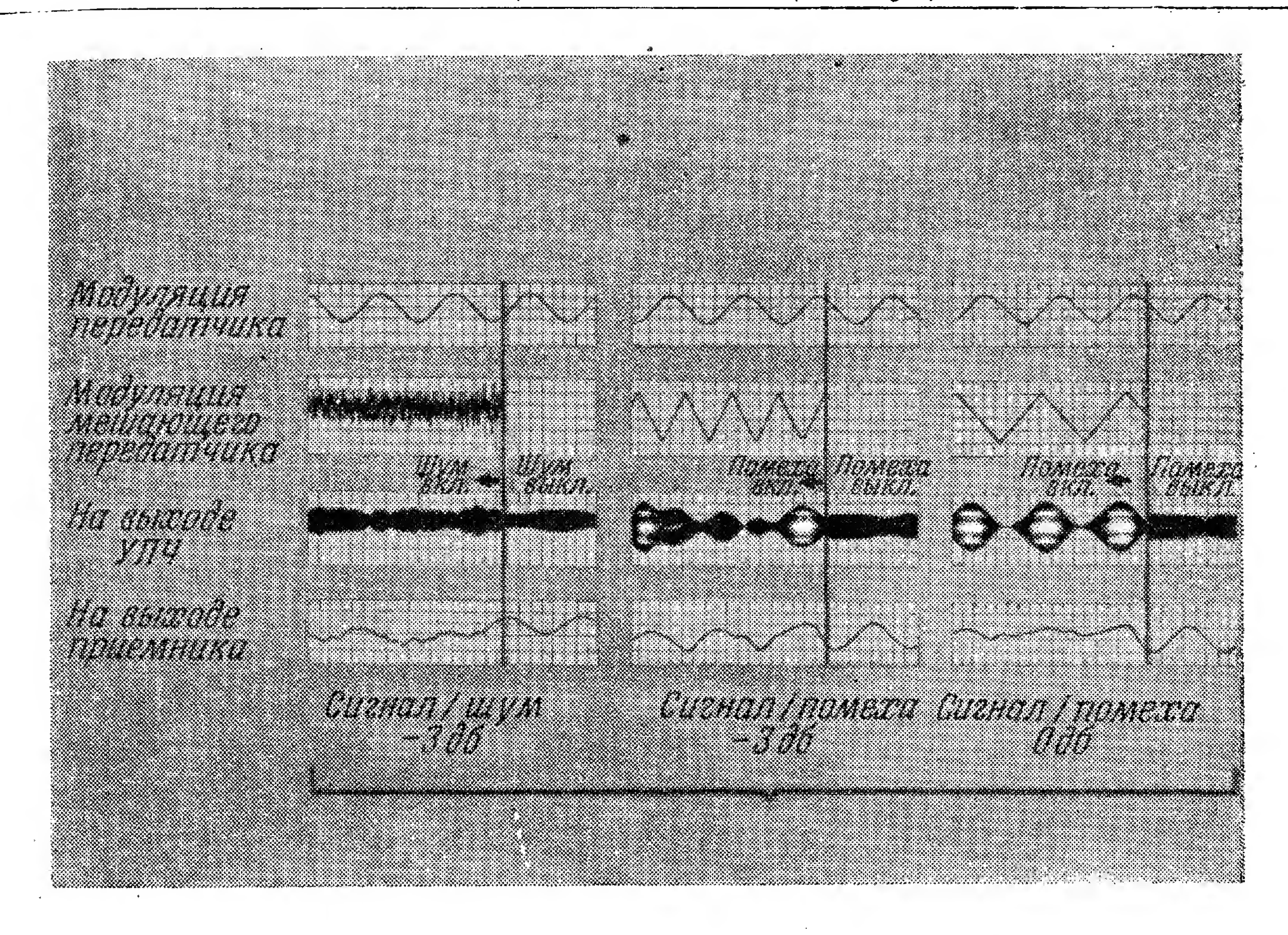


Фиг. 9. Схема моделирования приемника спутника.

а также данные, определяемые видом траектории, пространственными координатами мешающего передатчика и наземной станции управления. Типовыми параметрами, которые варьировались при постановке задачи, были: орбита спутника (высоты полета, форма орбиты — круговая или эллиптическая), тип модуляции (ЧМ, АМ), мощность передатчика, коэффициент шума приемника, избирательность приемника, мощность мешающего передатчика, вид его модуляции, степень загруженности диапазона, вид диаграммы направленности, оптимальный выбор АРУ.

Степень загруженности диапазона (функции местонахождения спутника, высоты полета и вида диаграммы направленности) представляет собой важный параметр при постановке задачи. В соответствии с этим производится оптимизация характеристик схем, определяющих помехоустойчивость приемника как при воздействии сигналов мешающих передатчиков, так и при воздействии помех, создаваемых собственными радиосистемами.

На фиг. 10 показан образец записи, произведенной с помощью прибора ОЭС при изучении одной из задач связи со спутником. В строке, обозначенной № 1, показан вид модуляции сигнала, передаваемого на спутник. В общем случае это может быть модуляция, создаваемая при передаче речевого сообщения, импульсная модуляция



Фиг. 10. Эпюры напряжений в приемнике.

и т. п. В рассматриваемом примере модуляция имитируется синусоидальным сигналом частотой 1000 *гц*. (Следует отличать этот сигнал от сигнала несущей, который также изображается синусоидальным напряжением.) Были проведены испытания помехоустойчивости при воздействии трех типов мешающих сигналов: шумовая помеха, помеха, создаваемая частотно-модулированным сигналом лампы обратной волны (ЛОВ), и помеха, создаваемая передатчиком помех с медленным качанием частоты. В строке № 2 показан вид шумовой модуляции, создаваемой мешающим передатчиком, а строка № 3 иллюстрирует результат воздействия мешающего сигнала на выходной сигнал усилителя промежуточной частоты. Приведенные кривые показывают, что шумовая помеха, создаваемая мешающим передатчиком, вызывает шумоподобную модуляцию несущей промежуточной частоты. Справа от вертикальной черты, проведенной на всех графиках, сигнал мешающего передатчика выключается и влияние шумовой помехи исчезает. Влияние шумового мешающего сигнала на выходной сигнал видеоусилителя показано в строке № 4. При прекращении воздействия этого сигнала модуляция принятого сигнала оказывается совершенно идентичной с модуляцией сигнала передатчика. Отношение сигнал/шум при описываемых испытаниях было установлено —3 *дб*.

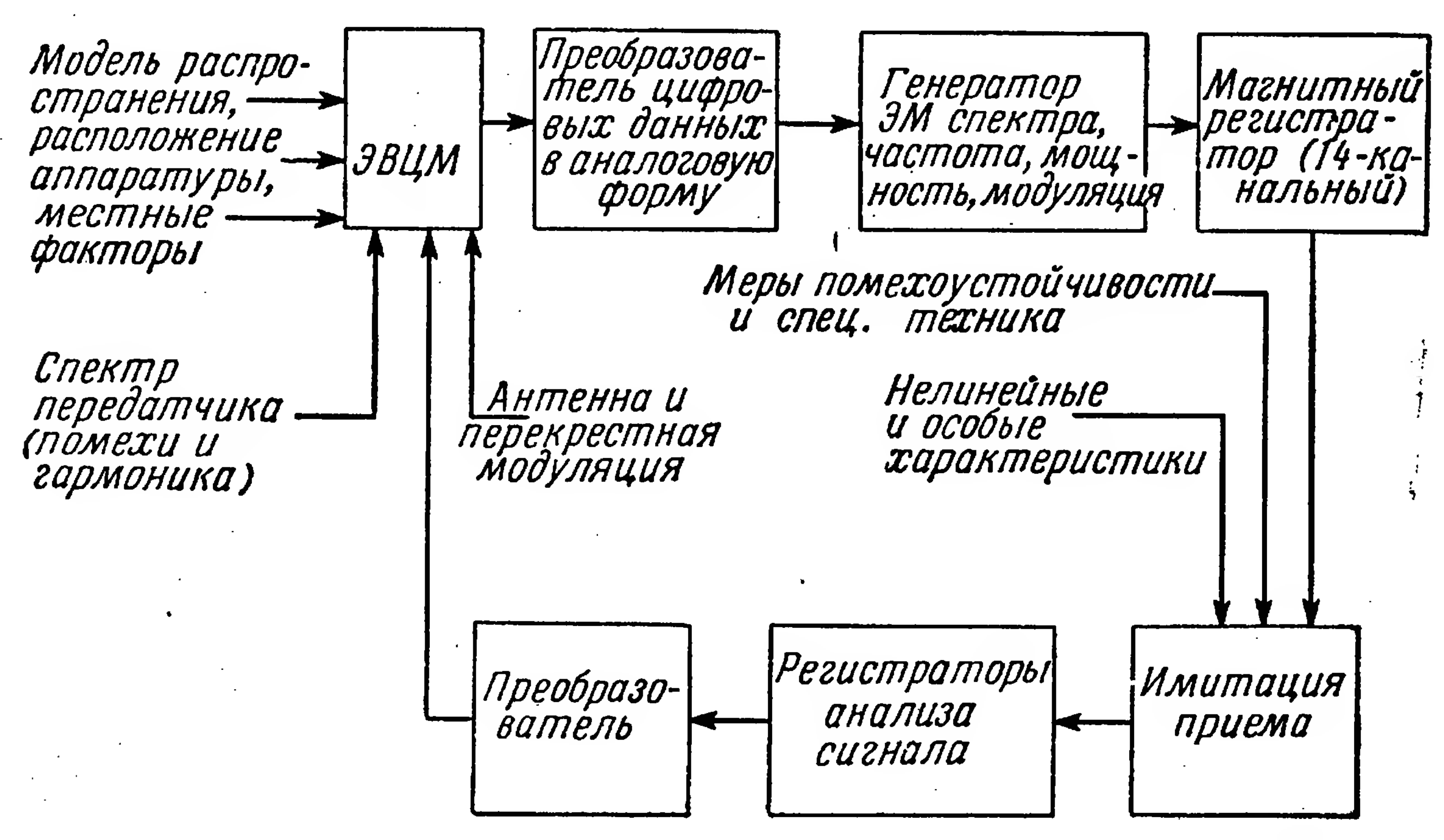
Для аналогичного вида модуляции передаваемого сигнала было исследовано влияние помехи, создаваемой частотно-модулированным сигналом ЛОВ. Мешающий частотно-модулированный сигнал

проходит полосу частот пропускания приемника в течение долей микросекунды. В зависимости от фазовых соотношений между несущими полезного сигнала и сигнала мешающего передатчика происходит сложение или вычитание сигналов в тракте промежуточной частоты.

Влияние помехи, создаваемой частотно-модулированным сигналом ЛОВ, на выходной сигнал приемника показано в столбце 2 строки № 4. В рассматриваемом примере наземный передатчик передает сигнал, имеющий вид простого синусоидального напряжения. В результате воздействия мешающего сигнала принятый бортовым приемником сигнал имеет вид искаженной синусоиды. В столбце 3 строки № 4 показано искажение выходного сигнала в бортовом приемнике при воздействии помехи, создаваемой передатчиком, модулированным по частоте, при очень медленном ее изменении. Благодаря этому сигнал мешающего передатчика остается в полосе пропускания приемника в течение сравнительно большого интервала времени. При отношении сигнал/шум, равном 0 *дб*, выходной сигнал бортового приемника искажается настолько, что исходная модуляция сигнала становится совершенно неразличимой.

ПРОГРАММИРОВАНИЕ ЗАДАЧ ПО ИССЛЕДОВАНИЮ СИСТЕМ

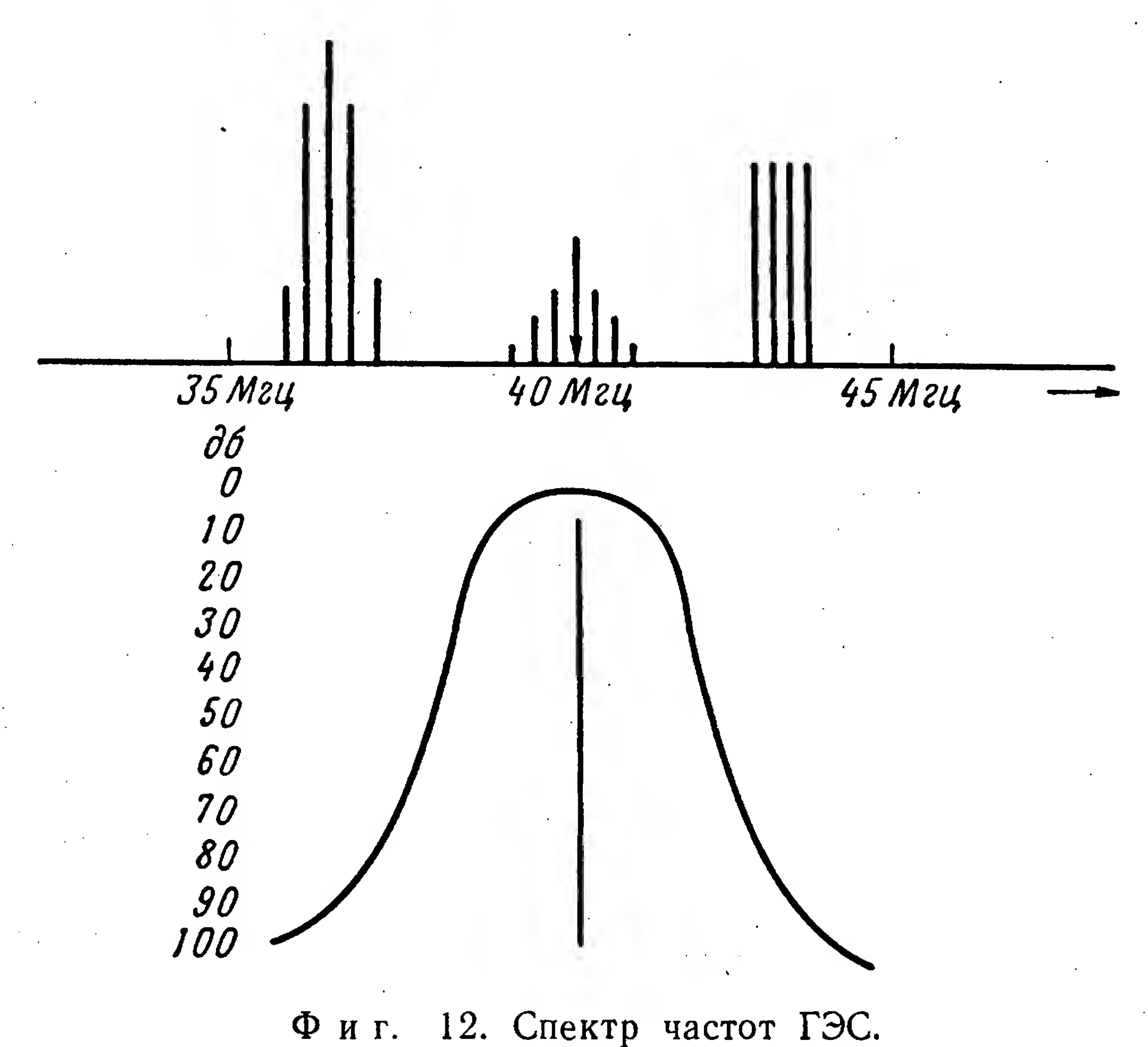
На фиг. 11 показан пример программирования исследования характеристик системы с помощью аппаратуры ОЭС. В качестве цифрового счетно-решающего устройства (ЭВЦМ) используется машина



Фиг. 11. Блок-схема устройства для исследования характеристик системы.

IBM-704. С помощью имеющегося оборудования программируются такие факторы, как условия распространения, расположение всех передатчиков и приемников, а также траектории ракет и космиче-

ских кораблей, влияние формы Земли на пределы оптической видимости, энергетические спектры всех передатчиков, включая паразитные излучения и первые 8 гармоник основной частоты. Точно так же могут программироваться пространственные (трехмерные) диаграммы направленности каждой радиолокационной установки и ответчиков, установленных на спутниках. Выходные данные ЭВЦМ поступают на преобразователь цифровых данных в аналоговую форму,



Фиг. 12. Спектр частот ГЭС.

выходной сигнал которого служит для управления устройством, называемым генератором электромагнитного спектра (ГЭС) и представляющим собой набор генераторов, управляемых с помощью напряжения, которое в свою очередь вырабатывается счетно-решающим устройством для имитации передатчиков. Выходной сигнал генератора электромагнитного спектра образует полный электромагнитный спектр, принимаемый ответчиком (ретранслятором) в любой заданной точке траектории. Уровень сигнала устанавливается в соответствии с реальным уровнем сигнала, принимаемого бортовым приемником при движении спутника вдоль заданной траектории.

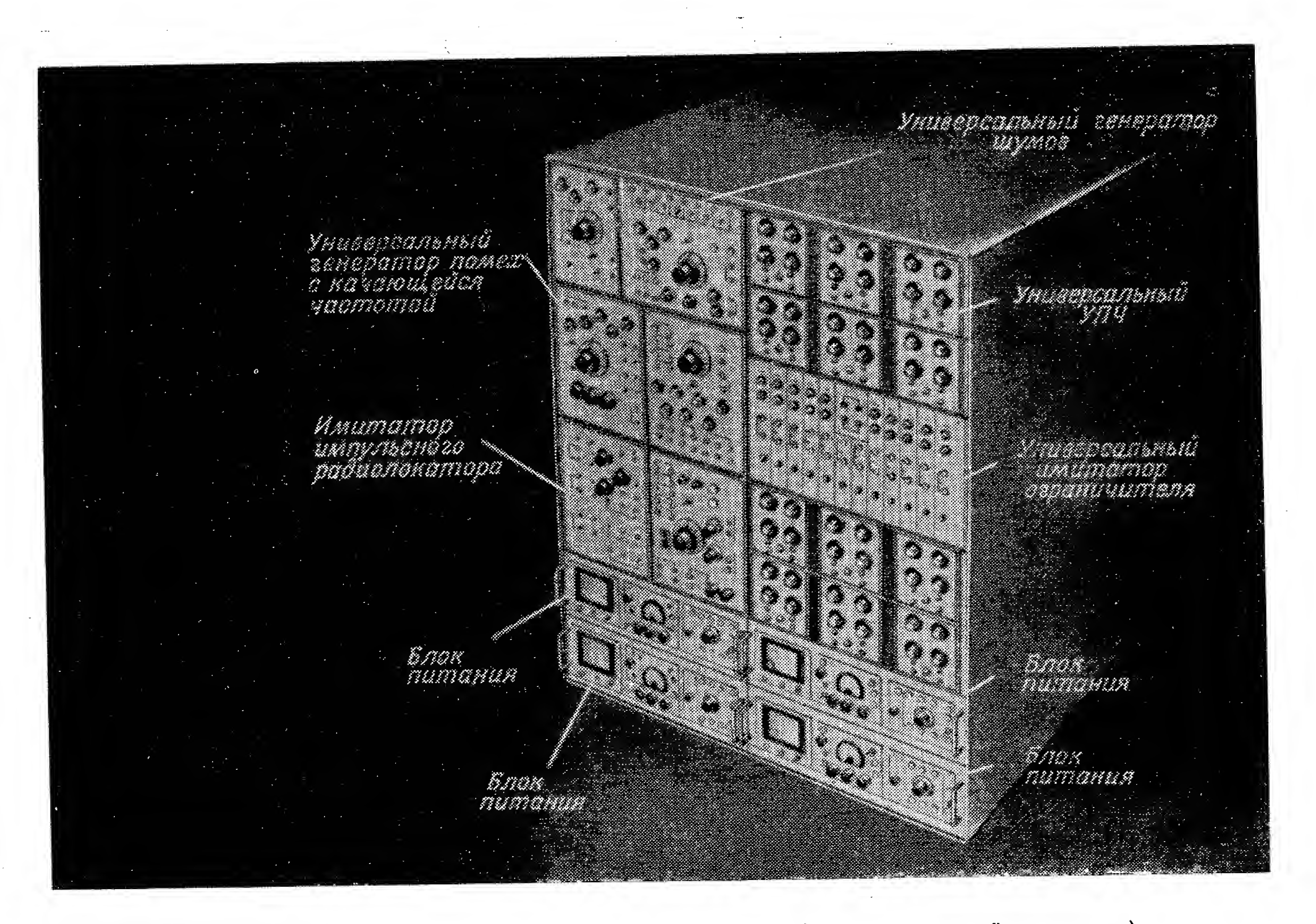
Так как выходной сигнал ГЭС может быть записан с помощью любого записывающего устройства, то полные сведения, характеризующие электромагнитный спектр сигнала, действующего на входе ретранслятора, могут быть восстановлены в любой момент испытаний. С записывающего устройства сигнал, имитирующий электромагнитный спектр, действующий на входе ретранслятора, поступает

в моделируемое приемное устройство. Эта динамическая модель приемного устройства выполняется на низких частотах так же, как это описано для аппаратуры ракеты «Атлас». С помощью динамической модели приемного устройства может быть произведена оптимизация таких типовых параметров, как помехоустойчивость против заглушающих передатчиков, характеристики избирательности приемника, нелинейные характеристики и др. Затем выходной сигнал низкочастотной модели анализируется с целью определения отношения сигнал/шум, спектра сигнала, характеристик декодирующего устройства и т. д. Эта выходная информация снова преобразуется в цифровую форму для последующего анализа на ЭВЦМ. На фиг. 12 показана типичная запись выходных данных ГЭС. Рассмотрим простой пример, когда имеется полезный сигнал на частоте 40 *Мгц* и два мешающих сигнала. Счетно-решающая цифровая машина рассчитывает уровень сигнала, действующего на входе приемника, после чего эти данные через преобразователь цифровых данных в аналоговую форму поступают в виде управляющих напряжений на генераторы, служащие для имитации уровня сигнала, центральной частоты и вида модуляции. Полные данные, характеризующие состав сигнала, действующего на входе приемника, и содержащие сведения о полезном сигнале и сигналах помех, вводятся в низкочастотную модель приемного устройства в процессе испытаний.

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ПРИБОРОВ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

На фиг. 13 показан предполагаемый вид аппаратуры ОЭС, которая может быть разработана в ближайшем будущем. Генератор шумовых помех обеспечит возможность генерации низкочастотных шумов, которые будут имитировать генератор прицельных или шумовых помех на любой частоте вплоть до 30 000 *Мгц*. В генераторе будет предусмотрена возможность регулировки центральной частоты и ширины шумового спектра. Следующий блок, входящий в состав аппаратуры ОЭС, носит название универсального генератора помех с качающейся частотой.

Такой блок будет имитировать около 200 различных типов передатчиков помех с качающейся частотой, существующих в настоящее время и используемых в диапазоне от коротких до сантиметровых волн. С этой целью в описываемом генераторе предусмотрена возможность девиации частоты до нескольких тысяч *Мгц*. Возможности осуществления такого широкого диапазона имитации вытекают из принципа моделирования, применяемого в аппаратуре ОЭС, где для имитации частотного диапазона, простирающегося от 0 до 30 000 *Мгц*, требуется изменять частоту имитирующего генератора от 0 до 30 *кгц*. Совершенно ясно, что выполнить генератор звуковых частот, частота которого может качаться в пределах 0—30 *кгц*, зна-



Ф и г. 13. Общий вид аппаратуры ОЭС. (Предполагаемый вариант.)

чительно легче, чем генератор, частота которого должна изменяться от 0 до частот сантиметрового диапазона, перекрывая диапазоны длинных, коротких, метровых, дециметровых и сантиметровых волн. Имитатор импульсных радиолокаторов допускает регулировку частоты от 0 до 100 *кгц* и длительности импульсов от 0,01 до 1000 *мксек*. Генератор позволяет имитировать любую несущую частоту в пределах 30—100 000 *Мгц*.

Принцип построения схемы допускает как ручные операции, так и автоматическое управление от счетно-решающего устройства при установке частоты, уровня мощности, вида модуляции и других параметров для каждого сигнала. В состав разрабатываемого имитатора будут входить 12 модулей, имитирующих универсальные усилители промежуточной частоты. Каждый модуль будет использоваться для моделирования одного каскада усилителя промежуточной частоты. Например, если усилитель промежуточной частоты состоит из 6 каскадов с контурами на 3 разнесенных частотах, то для моделирования такого усилителя потребуется 6 модулей. Путем индивидуальной регулировки центральной частоты и усиления каждого каскада может быть достигнуто почти точное моделирование любого реального усилителя промежуточной частоты. В универсальном имитаторе ограничительных каскадов для введения в модель соответствующих нелинейных функций используются диодные схемы. Типичными нелинейными функциями являются: характеристики АРУ и смесителей, перегрузочные характеристики и т. п. Используя эти методы, можно моделировать с точностью до 1% любую физически реализуемую нелинейную функцию.

ВЫВОДЫ

Прибор ОЭС представляет собой полезный инструмент, пригодный для выполнения следующих задач:

1) оценки и оптимизации систем связи со спутниками и систем космической связи;

2) оценки разрабатываемых систем радиоуправления;

3) надежной оптимизации электронных систем противодействия помехам;

4) общего анализа системы для получения количественных характеристик, определяющих преимущество предлагаемой системы еще до выполнения ее в металле;

5) изучения возможности работы систем при наличии радиопомех.

Основные методы, описанные в настоящей статье, предполагают использование специальной аналоговой аппаратуры, применяемой в составе прибора ОЭС. Многие из этих методов применимы и при стандартных аналоговых счетно-решающих устройствах, хотя использование последних ограничивается недостаточной шириной полосы пропускания.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Пересчет частоты и ширины полосы пропускания

В типовых радиолокационных системах используются частоты 20 *Мгц* — 56 *Ггц*. При моделировании радиолокационной системы нет необходимости производить пересчет несущей частоты, поскольку собственно несущая не содержит никакой информации. Поэтому высокочастотная (в. ч.) несущая имитируется с помощью любой приемлемой частоты, лежащей в диапазоне звуковых частот. Единственным ограничением для имитации в. ч. является условие, чтобы она была достаточно высока и позволяла использовать удобные значения промежуточной частоты и ширины полосы пропускания.

Значение имитируемой центральной промежуточной частоты обычно составляет $^1/_{10}{}^6$ реальной промежуточной частоты, используемой в локационных установках. Типовые значения промежуточной частоты в имитаторе равны 30 и 60 *гц*.

Хотя выбор высокой частоты и центральной промежуточной частоты производится более или менее произвольно, все полосы пропускания (в. ч., п. ч., видео- и серво-каналов), используемые в радиолокационной системе, должны пересчитываться с помощью одного и того же коэффициента. Наиболее удобный пересчет получается, если принять коэффициент пересчета равным 10^{-6}. Поскольку полоса пропускания определяет характеристику переходных процессов в системе, то соответствующее значение времени, поступающее в счетно-решающее устройство, оказывается в 10^6 раз больше реального времени. Поэтому импульс длительностью 1 *мксек* в приборе ОЭС будет имитироваться импульсом длительностью 1 *сек*.

Важнейшим преимуществом прибора ОЭС является то обстоятельство, что все переходные явления, так же как и установившиеся состояния системы, могут быть записаны с помощью стандартных осциллографов. При анализе характеристик системы очень удобно просматривать форму напряжений в каскадах УВЧ, УПЧ, видеокаскадах и сервосистемах. В прибор можно также вводить сигналы, соответствующие термическим шумам, и таким образом регистрировать ошибки в радиолокационной системе сопровождения при различных отношениях сигнал/шум.

Для моделирования связных систем используются коэффициенты пересчета частот, лежащие в пределах 10^3—10^5.

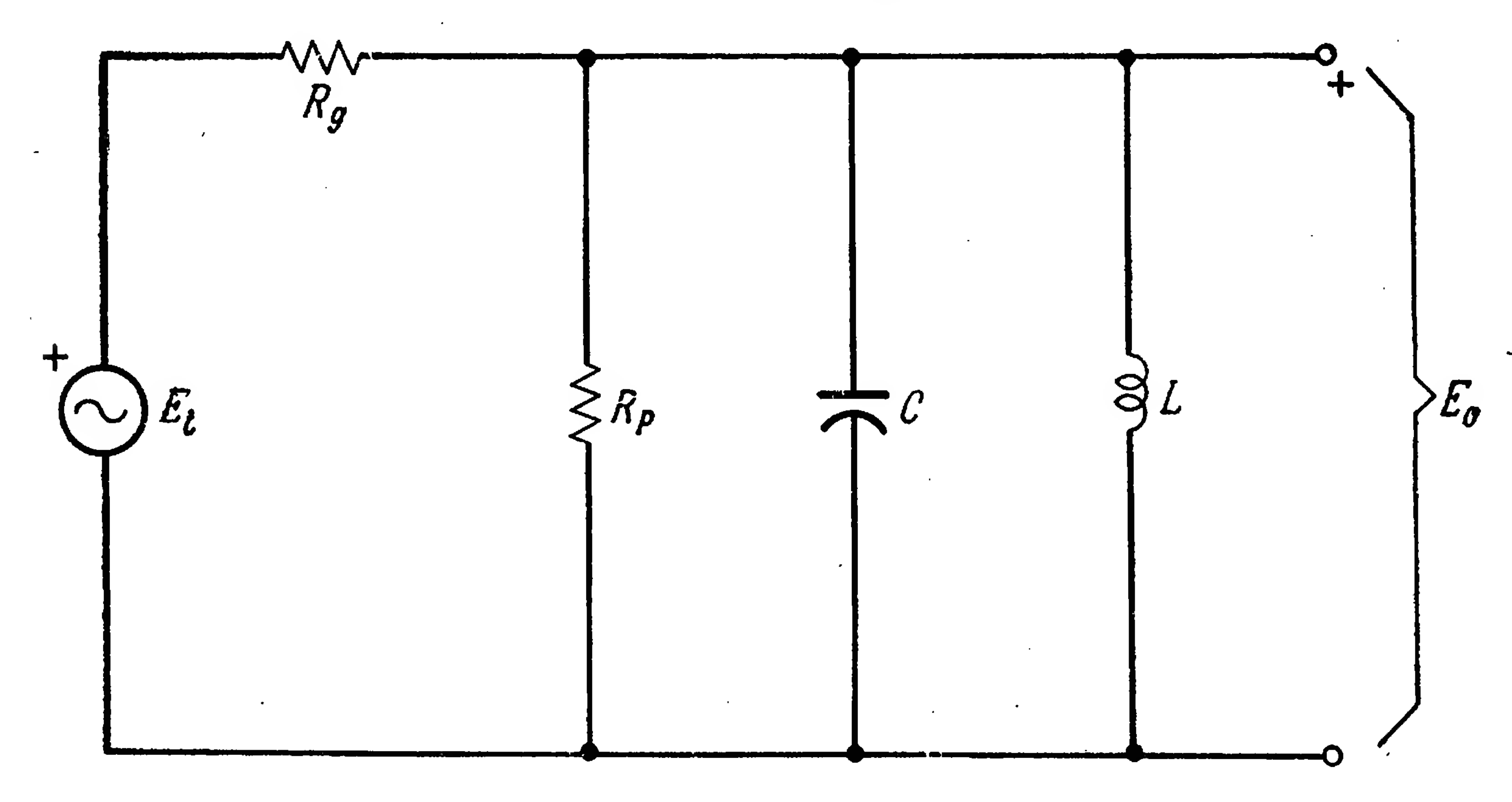
Требования стабильности

Стабильность частоты генераторов звуковых частот, используемых для имитации сигналов, должна быть очень высокой, если для поддержания центрального значения радиочастоты применяются специальные меры. Например, если магнетрон радиолокатора, работаю-

щего на частоте 3000 *Мгц*, имеет стабильность частоты 2 *Мгц*, то при пересчете несущей с коэффициентом $3 \cdot 10^6$ и полосы пропускания с коэффициентом 10^6 для генератора н. ч., служащего для имитации магнетрона, потребуется стабильность частоты в пределах 2 *гц* на 1000 *гц*, или 0,2%.

Моделирование фильтров высокой частоты и усилителей промежуточной частоты

Высокочастотные фильтры и усилители промежуточной частоты пересчитываются для моделирования в диапазоне звуковых частот путем прямого пересчета функции передачи. Усилители с одним



Фиг. А.1. Узкополосный фильтр.

и двумя резонансными контурами, а также с контурами на разнесенных частотах моделируются последовательным включением одиночных каскадов; схема одного из таких каскадов приведена на фиг. А.1.

Узловой анализ этой схемы дает следующие соотношения:

$$\frac{E_i}{R_g} = \frac{E_0}{R_g} + \frac{E_0}{R} + \frac{E_0}{LS} + CSE_0. \tag{1}$$

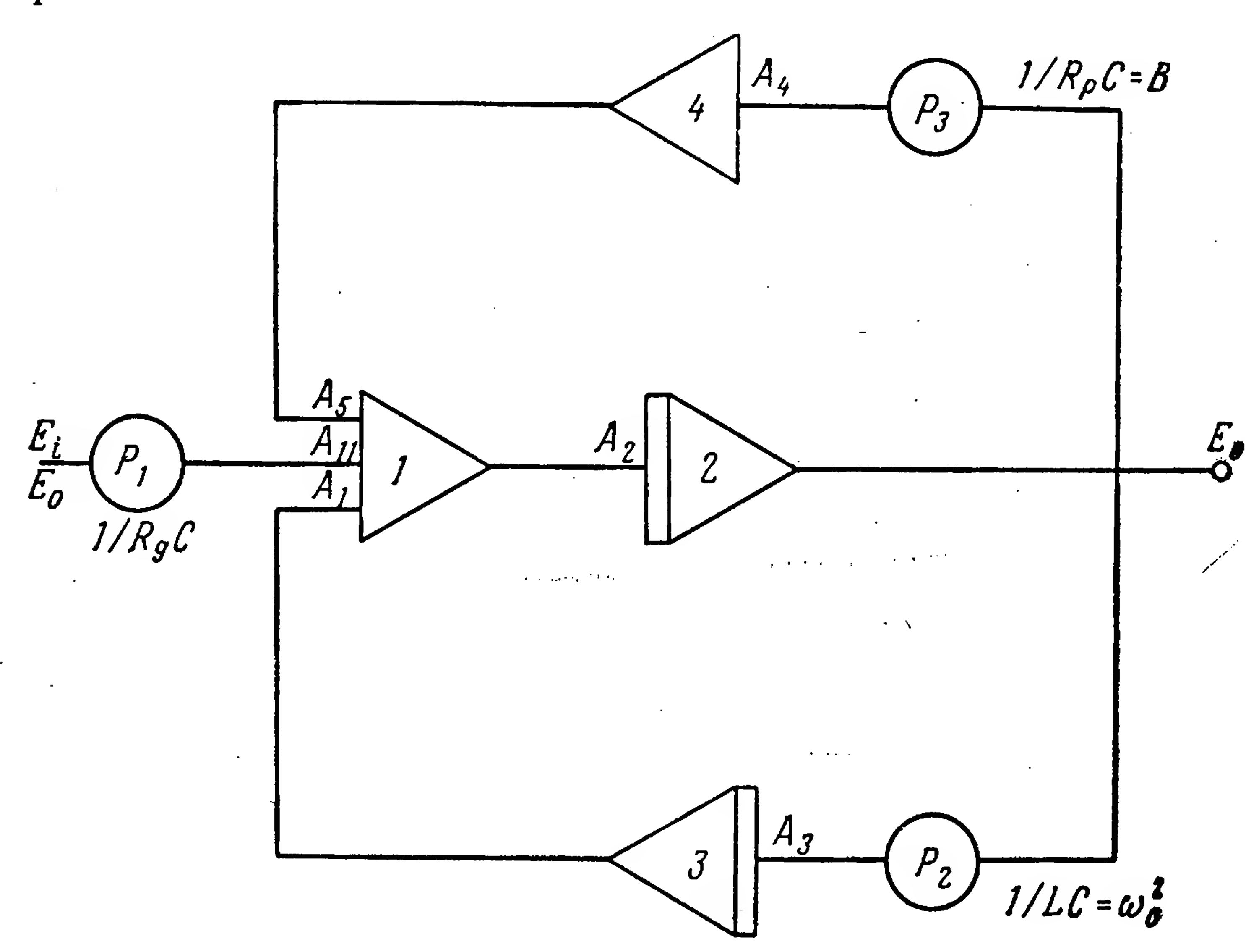
Таким образом,

$$\frac{E_0}{E_i} = \frac{1}{R_g C} \frac{S}{S^2 + \frac{1}{R_p C} S + \omega_0^2} . \tag{2}$$

Однако поскольку счетно-решающее устройство предназначено для непосредственного решения дифференциальных уравнений, удобнее решить уравнение (1) для производных более высоких порядков

$$\frac{dE_0}{dt} = \frac{E_i}{R_g C} - \frac{E_0}{R_p C} - \frac{1}{LC} \int E_0 \, dt. \tag{3}$$

Это уравнение может быть решено с помощью аналогового счетно-решающего устройства при использовании схемы, показанной на фиг. А.2. Такая схема применяется для моделирования полосового фильтра.



Ф и г. А.2. Эквивалентная схема для моделирования основных фильтроз

Согласно схеме фиг. А. 1, Q контура равно

$$Q_c = \omega_0 R_p C. \quad (4)$$

Собственная частота контура равна

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}, \quad \textit{рад/сек}, \quad (5)$$

а полоса пропускания определяется выражением

$$B = \frac{1}{R_p C}, \quad \textit{рад/сек}. \quad (6)$$

Из схемы, изображенной на фиг. А.2, следует, что центральная частота регулируется изменением усиления в цепи, содержащей потенциометр P_2. Ширина полосы регулируется усилением цепи, содержащей P_3:

$$\omega_0^2 = (P_2)(A_1)(A_2)(A_3), \quad (7)$$

$$B = (P_3)(A_1)(A_2)(A_4). \quad (8)$$

При использовании широкополосных операционных усилителей и стабилизирующих цепей такие схемы, имитирующие фильтры, могут работать до частот 20 000 *гц*.

Моделирование смесителей

Преобразование частоты в приемниках осуществляется с помощью ламповых или кристаллических смесителей. Выходной сигнал такого смесителя содержит полезный сигнал и его гармонические составляющие. Требуемый сигнал разностной частоты может быть получен с помощью фильтрации. При моделировании требуемая разностная частота может быть получена перемножением двух сигналов.

Пусть в. ч. сигнал $A = a \sin\omega_1 t$, а сигнал гетеродина $B = b \sin\omega_2 t$ и $\omega_1 < \omega_2$. Требуемый сигнал промежуточной частоты находится путем перемножения двух сигналов и последующей фильтрации:

$$AB = ab \sin\omega_1 t \cdot \sin\omega_2 t = \frac{ab}{2}\cos(\omega_1 - \omega_2)\,t - \frac{ab}{2}\cos(\omega_1 + \omega_2)\,t. \qquad (9)$$

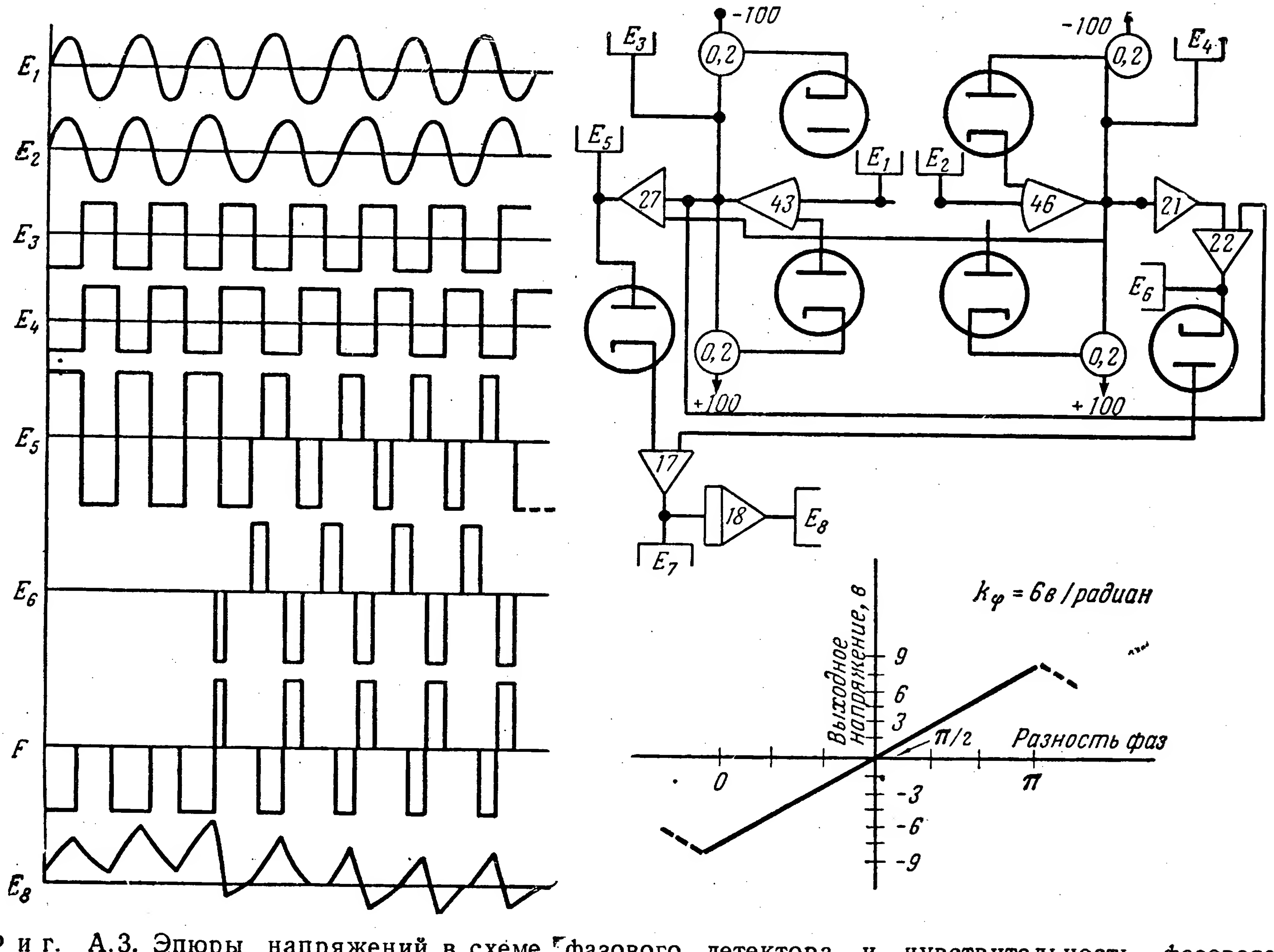
Очень удобным методом моделирования смесителей при изучении вопросов взаимных помех различных радиосредств является использование диодных схем, имитирующих характеристики реального нелинейного смесителя. При этом могут также имитироваться все дополнительные каналы приема.

Моделирование фазовых детекторов

Фазовый детектор представляет собой схему, выходное напряжение которой пропорционально разности фаз двух входных сигналов. Схема, предназначенная для моделирования фазового детектора (фиг. А.3), работает следующим образом. Два входных сигнала (E_1 и E_2) с разными фазами поступают в схему ограничителя, на выходе которой получаются эпюры напряжений E_3 и E_4. Эти напряжения складываются и вычитаются; эпюры результирующих напряжений обозначены E_5 и E_6. Отрицательные части суммарного и положительные разностного сигнала также отсекаются в ограничителях. Оставшиеся после ограничения полуволны складываются, образуя напряжение E_7, и затем фильтруются, в результате чего получается напряжение E_8. Это результирующее напряжение пропорционально разности фаз входных сигналов. Крутизна кривой, определяющей зависимость выходного напряжения от разности фаз входных сигналов, моделирует чувствительность фазового детектора k_{φ}.

Использование генераторов, управляемых напряжением, при моделировании

Схемы генераторов, управляемых напряжением, используются для моделирования магнетронов, клистронов, ЛОВ, генераторов, стабилизированных кварцем, и т. п. С помощью таких же схем могут



Фиг. А.3. Эпюры напряжений в схеме фазового детектора и чувствительность фазового детектора.

моделироваться генераторы с частотной модуляцией и непрерывным излучением. На фиг. А.4 приведена схема простого генератора, управляемого напряжением, который дает выходные напряжения прямоугольной формы E_1. Эпюра E_5 изображает сигнал, форма которого определяет закон частотной модуляции. Если E_5 равно нулю, генератор выдает непрерывный сигнал с неизменной частотой. Если требуется получить синусоидальную форму сигнала E_1, производится фильтрация напряжения.

На фиг. А.5 показана схема генератора, управляемого напряжением, который генерирует напряжение синусоидальной формы. Основная схема такого генератора взята из аналогичного генератора низкочастотных синусоидальных колебаний, в котором диапазон ограничивается частотами ниже 2—3 *гц*. Рабочая частота такого генератора определяется как

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{G_L} = \frac{\omega}{2\pi}\sqrt{A_1A_2A_3}. \qquad (10)$$

Если частота генератора может изменяться с помощью потенциометров, последние без изменения нормальной работы схемы могут быть заменены множительными устройствами. В варианте схемы с генератором, управляемым напряжением, вместо потенциометров используются множительные устройства. Усиление в цепи регулируется потенциометром и поэтому может регулироваться напряжением, вырабатываемым усилителем D.

Рабочая частота f_0 определяется выражением

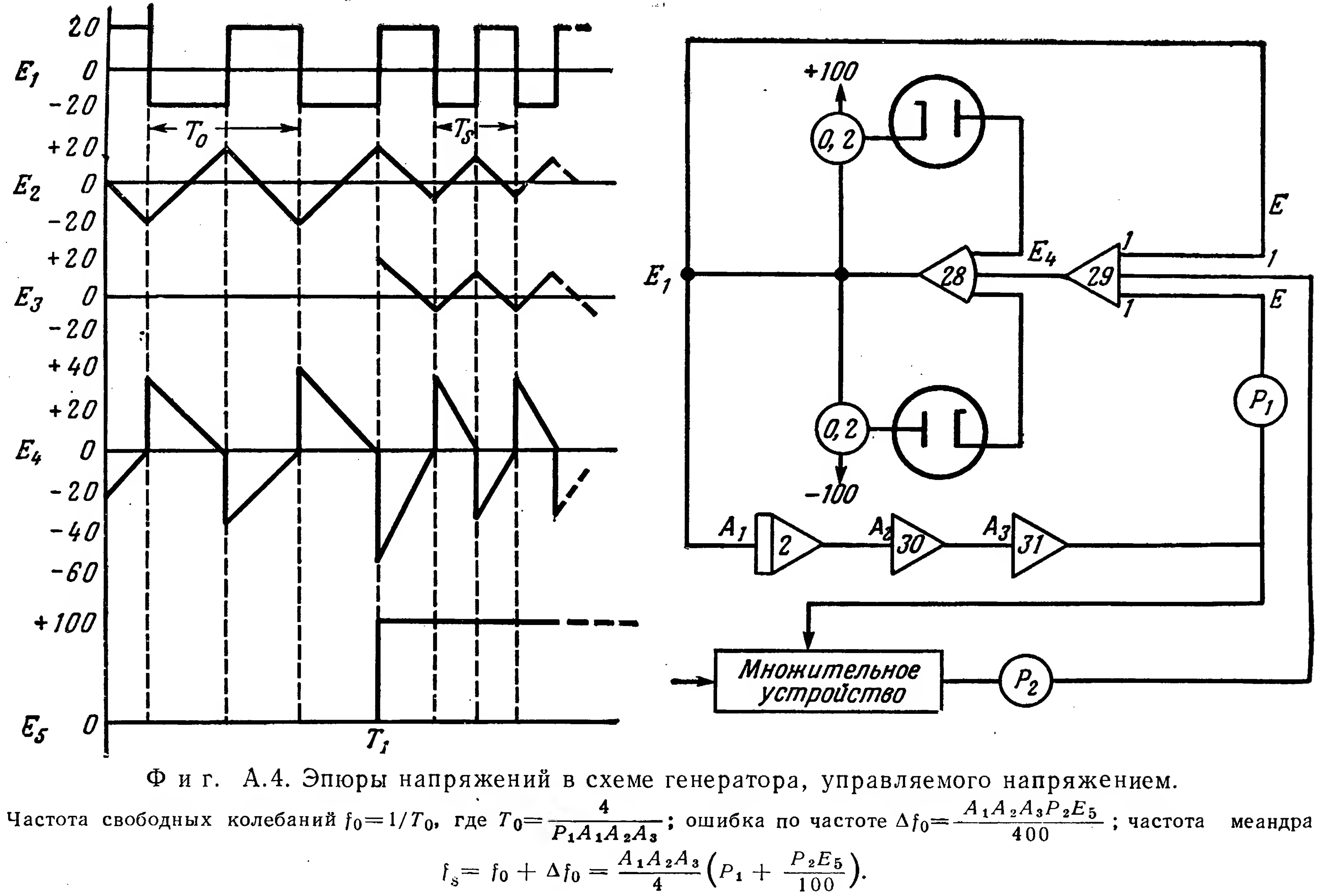
$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{G_L} = \frac{\omega}{2\pi}\sqrt{\frac{A_1A_2A_3}{10^4}}. \qquad (11)$$

Для обеспечения работы на верхних звуковых частотах используется схема стабилизации амплитуды (см. фиг. А.5). Эта схема при работе на частоте 1500 *гц* обеспечивает девиацию частоты в пределах 1 декады. Рабочий диапазон такой схемы ограничивается динамическим диапазоном множительного устройства.

В схеме стабилизации амплитуды вариации амплитудных значений сигнала используются для управления обратной связью. Потенциометр A определяет уровень амплитуды в цепи обратной связи. Это напряжение служит для управления величиной среднего напряжения двухполупериодного выпрямителя, что поддерживает средний уровень выходного напряжения усилителя E равным нулю.

Моделирование дискриминатора

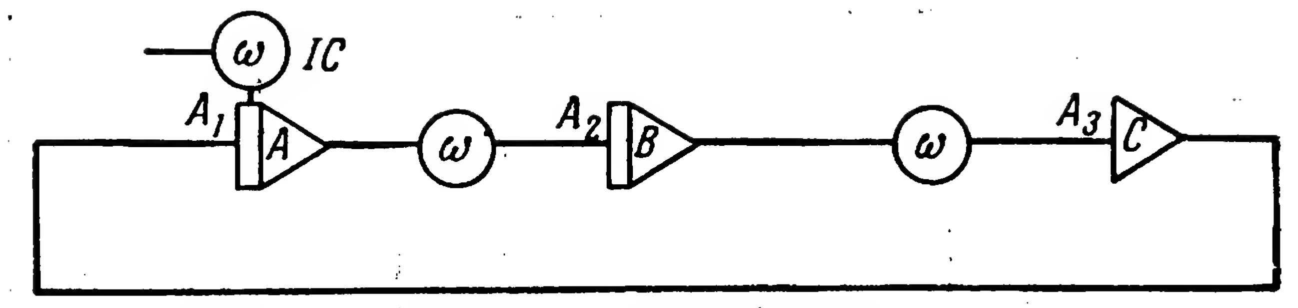
В схеме дискриминатора (фиг. А.6) используются два настроенных контура и амплитудный детектор. Верхний контур настроен на частоту ω_1, а нижний на ω_2; таким образом, центральная частота



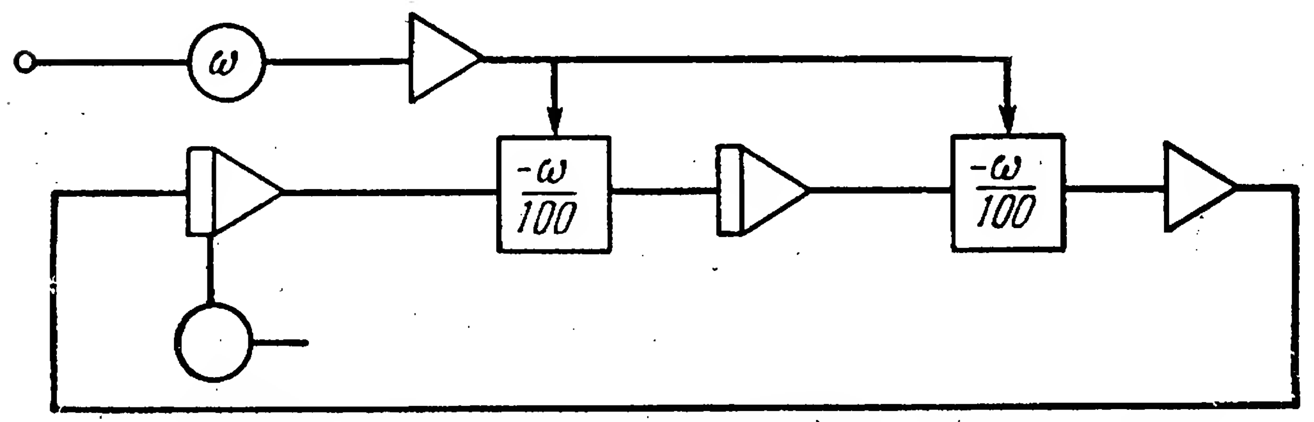
Ф и г. А.4. Эпюры напряжений в схеме генератора, управляемого напряжением.

Частота свободных колебаний $f_0 = 1/T_0$, где $T_0 = \frac{4}{P_1 A_1 A_2 A_3}$; ошибка по частоте $\Delta f_0 = \frac{A_1 A_2 A_3 P_2 E_5}{400}$; частота меандра

$$f_s = f_0 + \Delta f_0 = \frac{A_1 A_2 A_3}{4}\left(P_1 + \frac{P_2 E_5}{100}\right).$$



Основной генератор синусоидального напряжения



Вариант генератора, управляемого напряжением

Генератор, управляемый напряжением, с амплитудной стабилизацией

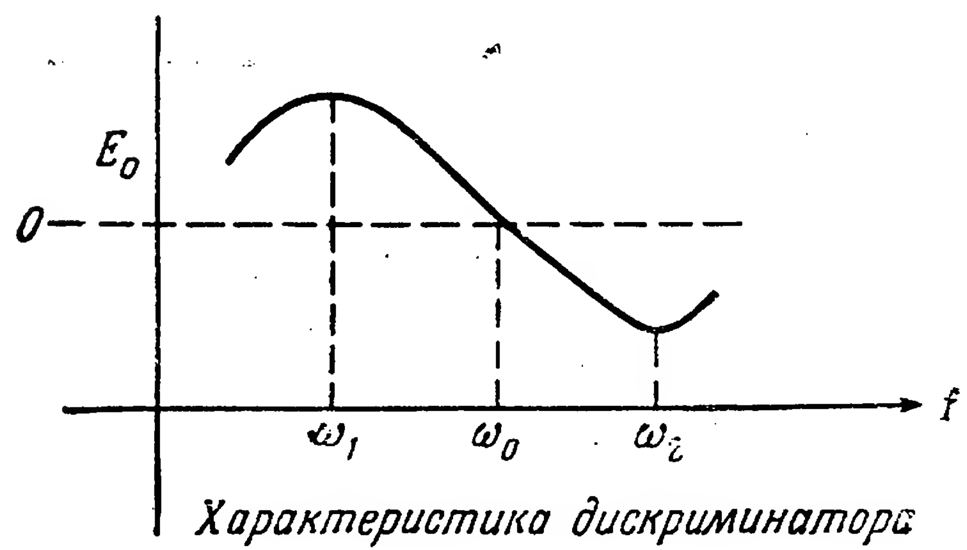
Ф и г. А.5. Схема синусоидального генератора управляемого напряжением.

Ограничитель

$$\omega_1 = P_1 A_1 A_2 A_3$$
$$BW_1 = Q_1 A_3 A_4 A_5$$

$$\omega_2^2 = P_2 A_1 A_2 A_3$$
$$BW_2 = Q_2 A_3 A_4 A_5$$

Схема дискриминатора



Характеристика дискриминатора

Фиг. А.6. Схема дискриминатора.

ω_0 равна

$$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}. \qquad (12)$$

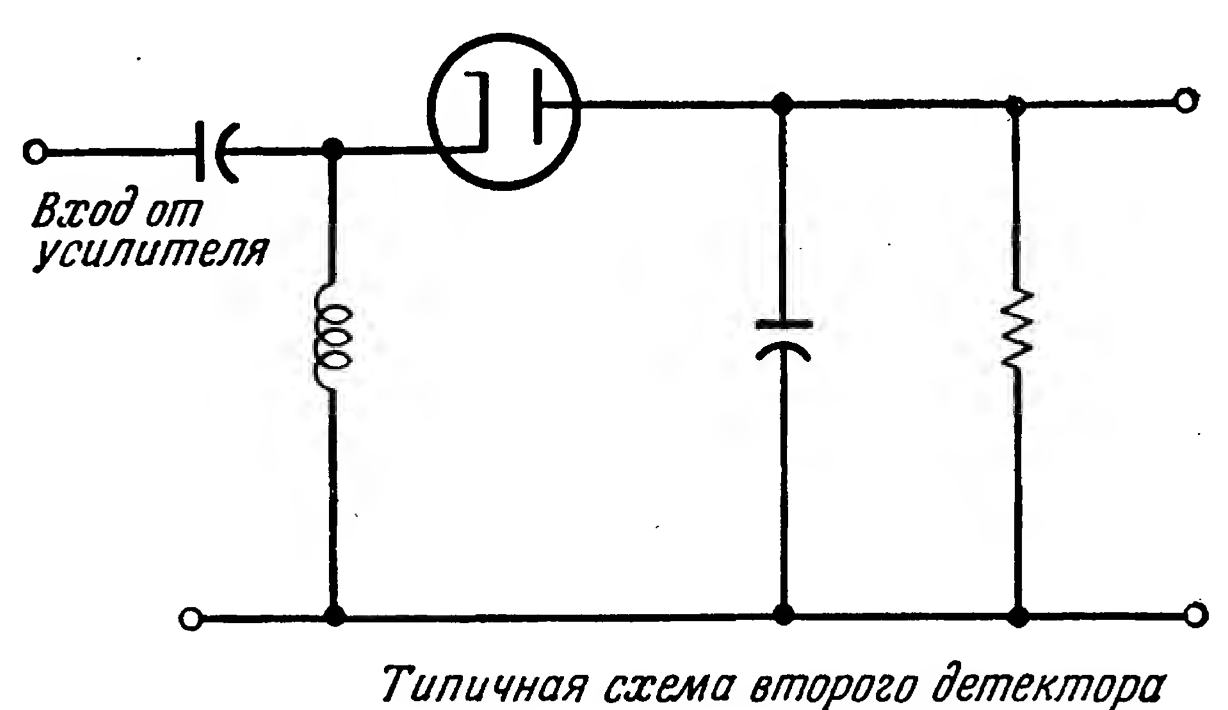
На фиг. А.6 дана и общая характеристика дискриминатора.

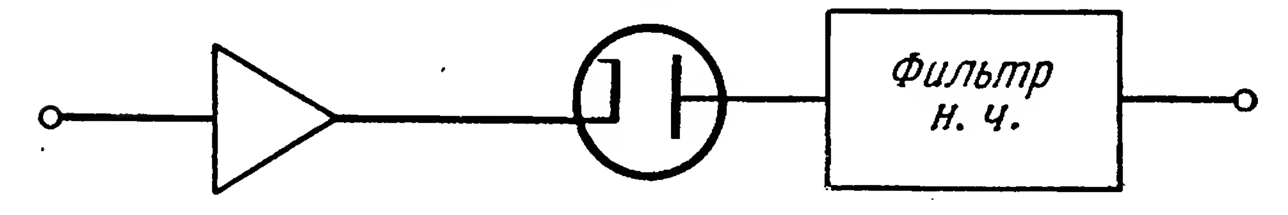
Характеристика дискриминатора регулируется настройкой верхнего контура на частоту ω_1 и регулировкой полосы пропускания (по уровню 3 *дб*) в пределах 2 $(\omega_0 - \omega_1)$. Нижний контур, настраиваемый на частоту ω_2, имеет такую же полосу пропускания.

Выходное напряжение и крутизна характеристики дискриминатора пропорциональны уровню сигнала на выходе ограничителя *1* и могут изменяться непосредственно с помощью потенциометра P_g. Два фильтра низкой частоты на выходе дискриминатора служат для устранения высокочастотных составляющих и определяют переходную характеристику дискриминатора.

Моделирование детектора

Схема типового диодного детектора показана на фиг. А.7. С помощью счетно-решающего устройства и дополнительных операционных усилителей могут также моделироваться более сложные





Фиг. А.7. Схема диодного детектора.

фильтрующие схемы. Для определения эквивалентной моделирующей схемы можно использовать функции передачи таких фильтров. Пример расчета дан при рассмотрении одиночного полосового фильтра.

Моделирование видеоусилителей

Видеоусилители можно моделировать с помощью операционных усилителей, программированных аналогично фильтрам низких частот.

Моделирование секционированных линий задержки

Секционированные линии задержки используются в согласованных фильтрах радиолокационных систем и могут моделироваться с помощью самописцев с записью на магнитную ленту, в которых используется лента с замкнутым циклом. При многократной записи на одну и ту же ленту можно имитировать до 100 и более равномерно расположенных отводов.

II. ВОПРОСЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ДОППЛЕРОВСКИХ МЕТОДОВ

АНАЛИЗ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С СОПРОВОЖДЕНИЕМ ПО СКОРОСТИ[1])

Янг

ВВЕДЕНИЕ

Общей проблемой для всех управляемых ракет является задача определения различных координат цели и их производных по времени относительно системы координат, зафиксированной на ракете. Часто требуется только «проследить» сигнал, несущий информацию о координатах, т. е. выделить его из других посторонних сигналов и шумов. Для самонаводящихся систем радиолокационного типа, использующих измерения допплеровского сдвига частоты импульсного или непрерывного сигнала, требуется измерение относительной скорости цель — ракета.

Цель настоящей статьи — рассмотрение и анализ различных способов отслеживания сигналов, имеющих допплеровский сдвиг частоты, при наличии шумов и других помех.

В статье рассматриваются радиолокационные системы, в которых используются измерения допплеровского сдвига частоты непрерывного сигнала, хотя большинство аналитических выводов применимо и к другим типам допплеровских систем. Очевидно, один из способов частичного выделения требуемого сигнала цели из шумов и мешающих сигналов состоит в сопровождении требуемого сигнала по скорости. Вследствие допплеровского эффекта несущая частота сигнала, принятого от цели, имеющей конечную скорость относительно ракеты (снаряда), в общем случае отличается от несущей частоты излученного сигнала на величину, зависящую, в частности, от относительной скорости цель — ракета.

Если представить сигнал несущей частоты в виде выражения $B \sin [\varphi(t)]$, то фаза (или «угол») принятого сигнал $\theta(t)$ будет изменяться (модулироваться) по сравнению с фазой или «углом» излученного сигнала $\varphi(t)$. Эта фазовая, или «угловая», модуляция несет

---

[1]) Joung G. O., Ballistic Missile and Space Technology, III, N. Y., Lnd., 1960, p. 127—167.

требуемую информацию о скорости. Информация, относящаяся к $\varphi(t)$, не является обязательной для отслеживания $\theta(t)$, хотя эти данные необходимы в том случае, когда производится измерение абсолютной скорости (или дальности и ее производных по времени). Таким образом, если входной и выходной сигналы сервосистемы имеют один и тот же вид $\theta(t)$, то можно утверждать, что в системе достигнуто идеальное сопровождение по фазе или «углу». Чтобы избежать возможной путаницы с пространственными углами цели относительно ракеты (снаряда), в последующем изложении «углы» $\varphi(t)$ и $\theta(t)$ будут называться фазовыми углами.

Таким образом, сервосистема, способная отслеживать фазовый угол $\theta(t)$, определяется как система с фазовой подстройкой (ФАП). «Частота» в этом случае будет определяться как скорость изменения фазы во времени, т. е. как

$$f(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{d}{dt}[\theta(t)]. \tag{1}$$

Сервосистема, пригодная для отслеживания $\omega(t)=\dot{\theta}(t)$, определяется как система с частотной подстройкой. Очевидно, можно создать также сервосистемы, способные отслеживать производные высших порядков $\theta(t)$, однако основное внимание должно быть уделено системам с фазовой и частотной подстройкой, как наиболее перспективным.

К системам сопровождения по скорости, используемым на самонаводящихся ракетах (снарядах), предъявляется ряд основных требований. Идеальное отслеживание предполагает, что разность между входным и выходным сигналами сервосистемы (или сигнал «ошибки») должна быть равна нулю. Для этого необходимо иметь бесконечно большой коэффициент усиления сервосистемы.

Однако вследствие наличия времени запаздывания в системе требования устойчивости ограничивают верхний предел доступных значений коэффициента усиления. Шумы приемника также приводят к ограничению допустимого коэффициента усиления. При больших значениях этого коэффициента сервосистема будет иметь тенденцию следовать за изменениями сигнала, создаваемыми шумами, и поэтому выходной сигнал такого селектора скорости будет сильно искажаться шумами. Поскольку основное назначение системы с отслеживанием по скорости обычно состоит в уменьшении шумов и других мешающих сигналов, сопутствующих сигналу, отраженному от цели, может оказаться, что при малых отношениях сигнал/шум желательнее будет использование системы с наиболее низкими значениями коэффициента усиления, который, однако, всегда должен быть достаточным для того, чтобы система могла отслеживать ожидаемые значения ускорения сигнала цели при отсутствии шумов. Для успешной фильтрации мешающих сигналов и шумов сервосистема должна быть селективной (избирательной). Эта селективность зависит от «шири-

ны» селектора скорости (ширины полосы пропускания) в системе, т. е. от диапазона скоростей, пропускаемых селектором скорости.

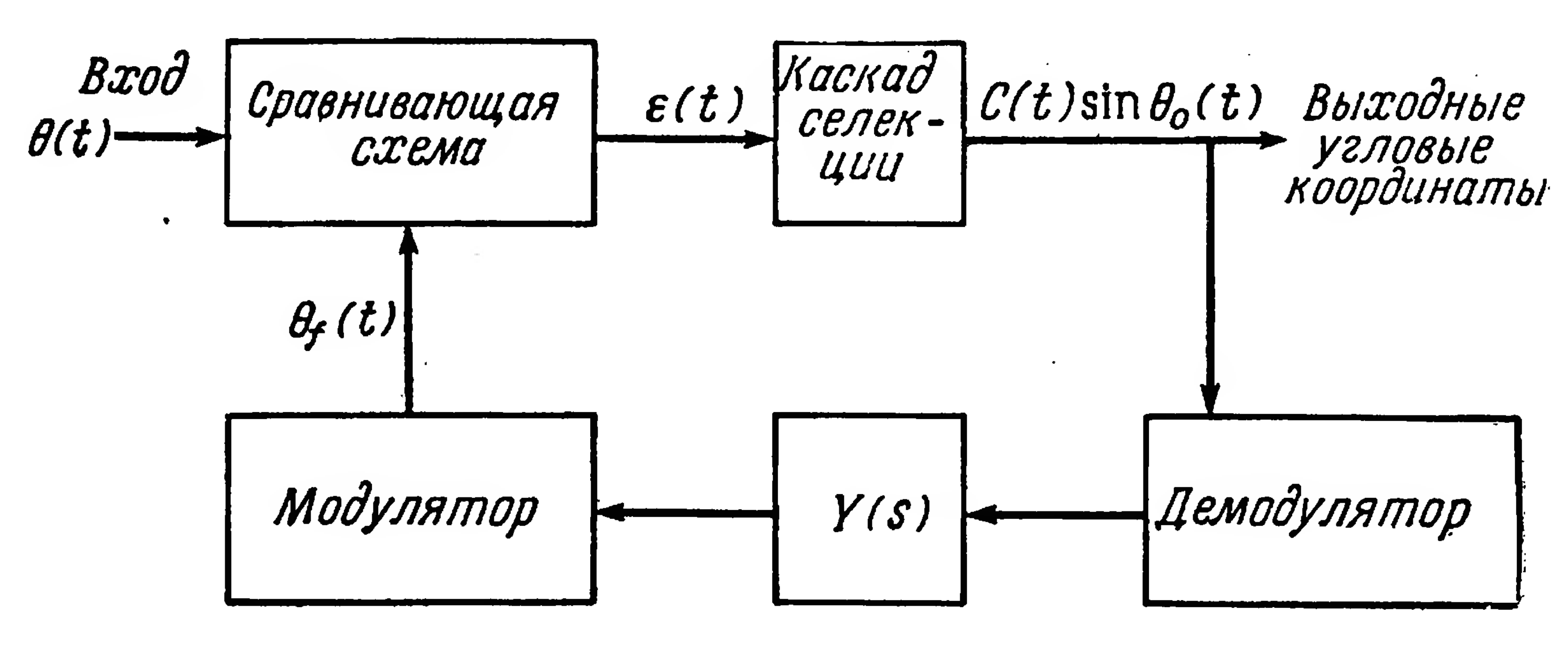
Термин «селектор», или «строб», в данном случае не означает использования импульсного или коммутирующего устройства с временной селекцией, а скорее подразумевает частотный фильтр, поскольку различие в скорости выражается допплеровскими сдвигами частоты. Допустим, коэффициент усиления цепи обратной связи настолько мал, что сервосистема не будет отслеживать шумовые изменения сигнала при малых отношениях сигнал/шум. Напряжение сигнала ошибки сервосистемы, которое соответствует сигналу, определяемому скоростью цели и действием шума на входе селектора скорости, будет иметь такую же большую шумовую составляющую, как это имело бы место в системе без всякой обратной связи. Если какая-либо шумовая флуктуация приведет к тому, что сложный сигнал будет превышать эквивалентное минимальное (или максимальное) значение скорости, которое может быть передано селектором, то в этом случае говорят, что цель будет «потеряна». В действительности же сигнал цели может беспорядочно возвращаться в строб, и, следовательно, цель может быть потеряна не окончательно. Однако, поскольку потеря цели приводит к прекращению сопровождения цели ракетой (снарядом), то весьма желательно, чтобы вероятность такой потери была минимальной.

Один из путей обеспечения малой вероятности потери цели состоит в таком увеличении ширины строба, чтобы при малых отношениях сигнал/шум число шумовых флуктуаций, превышающих ширину строба (в данном случае ширину полосы пропускания), было бы очень мало. Однако расширение строба (т. е. увеличение полосы пропускания селектора) уменьшает избирательность сервосистемы и приводит к нарушению ее нормальной работы. При сужении полосы пропускания селектора коэффициент усиления в цепи обратной связи должен быть увеличен с целью уменьшения флуктуационных ошибок, благодаря чему можно сохранить достаточно низкое значение вероятности потери цели. Однако увеличение коэффициента усиления затрудняет выполнение другого основного требования, а именно — сохранение достаточно высокого отношения сигнал/шум на выходе селектора скорости. Очевидно, должно быть найдено некоторое компромиссное решение. Одна из основных задач настоящей статьи и состоит в определении этого решения.

АНАЛИЗ БЛОК-СХЕМЫ ПРИ ОТСУТСТВИИ ШУМОВ

Основное условие при конструировании систем, осуществляющих слежение по скорости, состоит в том, что узкий строб, обеспечивающий селекцию по скорости, располагается относительно допплеровского сигнала цели таким образом, чтобы стробированный сигнал можно было использовать в системе углового сопровождения

ракеты. Поскольку частота сигнала, как следует из выражения (1), пропорциональна скорости цели, то совершенно логично представить себе селектор скорости (каскад стробирования по скорости) в виде фильтра, «полоса скоростей» которого пропорциональна его полосе пропускания. Один из способов сопровождения допплеровского сигнала состоит в изменении центральной частоты настройки фильтра в соответствии с изменением входной частоты при сохранении постоянной ширины полосы пропускания. Приборная реализация



Фиг. 1. Блок-схема сервосистемы с ФАП.

такой идеи достаточно сложна. Значительно проще осуществляется схема, в которой используется фильтр с фиксированной центральной частотой настройки, а частота входного сигнала преобразуется в частоту настройки фильтра с помощью местного гетеродина (модулятора), перестройка частоты которого осуществляется с помощью сервосистемы. Обобщенная блок-схема сервосистемы, осуществляющей «сопровождение» по фазе и построенной по указанному принципу, приведена на фиг. 1.

Входной сигнал может быть представлен в виде $A(t)\sin\theta(t)$. Схема служит для отслеживания величины $\theta(t)$, при этом в каскаде сравнения отрабатывается величина $\varepsilon(t)$, которая является функцией разности фазовых углов входного сигнала и сигнала в цепи обратной связи $\theta(t)-\theta_f(t)$. После фильтрации полезный выходной сигнал, поступающий на систему углового (пространственного) сопровождения, имеет вид $C(t)\sin\theta_0(t)$ и совершенно аналогичен входному сигналу с тем только отличием, что в нем в значительной степени будут отфильтрованы нежелательные помехи и шумы. Можно считать, что ширина частотного строба (полоса пропускания каскада селекции) значительно уже полосы радиочастот, и поэтому при отсутствии шумов и помех выходной сигнал каскада частотной селекции представляет собой модулированное по амплитуде синусоидальное колебание, в котором амплитудная модуляция несет требуемую информацию о пространственных углах. В общем случае такая система обладает известным усилением

и имеет регулятор усиления, связанный с фильтрующим действием селектирующего устройства.

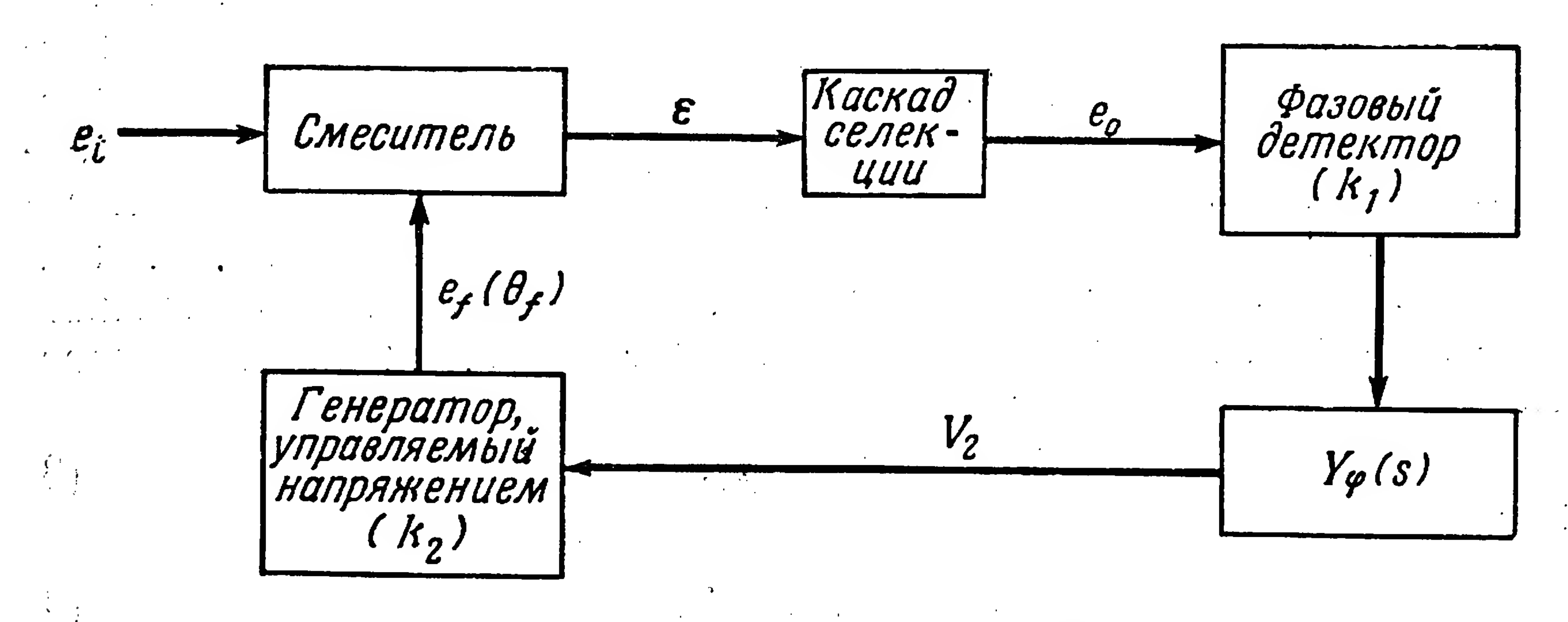
Демодулятор вырабатывает напряжение, пропорциональное разности фазы $\theta_0(t)$ и фазы опорного сигнала или разности величины $\dot{\theta}_0(t)$ и частоты опорного сигнала в зависимости от типа используемого демодулятора. В системе можно использовать также напряжения, пропорциональные производным высших порядков разности фаз $\theta_0(t)$ и опорного сигнала. Выходное напряжение демодулятора затем формируется схемой с передаточной функцией $Y(s)$, которая содержит члены, определяющие инвариантность усиления от частоты. Форма $Y(s)$ определяется требованиями сопровождения и в первую очередь требуемой «памятью» сервосистемы и соображениями устойчивости. Выходное напряжение $Y(s)$ служит для управления модулятором, который вырабатывает напряжение, имеющее фазовый угол $\theta_f(t)$ и частоту, позволяющую преобразовать частоту входного сигнала цели в частоту, попадающую в полосу пропускания каскада селекции. На общей схеме системы сопровождения по скорости (см. фиг. 1) не показаны некоторые вспомогательные устройства, такие, например, как схема создания опорного сигнала, схема ограничения, или АРУ, схема поиска и захвата.

В процессе проектирования нужно решить, где следует производить сравнение (т. е. преобразование частоты), как выбирать центральную частоту и полосу пропускания селекторного фильтра (строба) и т. п. Для ответа на большинство этих вопросов требуется проведение анализа схемы, однако некоторые решения могут быть приняты на основании чисто качественных соображений. Например, можно утверждать, что сравнение следует производить на радиочастотах и непосредственно за сравнивающей схемой располагать узкополосную схему селекторного каскада. Поскольку входной высокочастотный сигнал очень мал, для использования в системе углового сопровождения и схеме демодулятора необходимо его предварительно усилить на промежуточной частоте. Однако стробирование сигнала должно быть произведено еще до того, как произойдет заметное возрастание шумов и обнаружатся ударное возбуждение и другие явления, возникающие при достаточно большом усилении на промежуточной частоте и приводящие к насыщению системы.

Усиленный после селекторного каскада сигнал содержит значительно меньше шумов и более свободен от мешающих сигналов по сравнению с сигналом, который получается в том случае, когда большое усиление на промежуточной частоте производится перед селекторным каскадом. Вследствие этого система углового сопровождения (т. е. система определения пространственных координат) может быть упрощена. Центральная промежуточная частота селекторного каскада должна быть достаточно велика, чтобы обеспечить вполне хорошую селекцию зеркальной частоты и получение высокого значения добротности контура Q, и в то же время не должна выби-

раться слишком высокой, чтобы не затруднять получение требуемой ширины полосы пропускания при достаточном ослаблении сигнала на спадах частотной характеристики.

Рассмотрим два типа следящих сервосистем: с фазовой и частотной подстройкой. В обеих системах будем предполагать, что сравнивающее устройство является идеальным смесителем, выходной сигнал которого представляет собой низкочастотную составляющую



Фиг. 2. Сервосистема с ФАП.

произведения двух входных сигналов, а в качестве модулятора используется идеальный генератор, управляемый напряжением, выходная частота которого пропорциональна входному управляющему напряжению.

Демодулятор в системе с фазовой подстройкой представляет собой идеальный фазовый детектор с выходным напряжением, пропорциональным сдвигу фазы входного сигнала относительно фазы опорного сигнала. В системе с частотной подстройкой в качестве демодулятора используется частотный дискриминатор с выходным напряжением, пропорциональным разности между входной частотой и частотой центральной настройки дискриминатора (частотой пересечения). Последняя определяется как частота, на которой выходное напряжение дискриминатора равно нулю. Обычно эта частота выбирается равной центральной частоте каскада селекции по скорости. При первоначальном анализе предполагается, что система обеспечивает хорошее сопровождение и что полоса пропускания селекторного каскада достаточно широка, поэтому можно пренебречь его влиянием на форму функции передачи сервосистемы. При таких допущениях схема, изображенная на фиг. 1, превращается для случая фазовой автоподстройки в схему, приведенную на фиг. 2.

Практически входной сигнал является пульсирующим сигналом, но для сопровождения имеет значение только его непрерывная (синусоидальная) допплеровская составляющая. Поэтому в дальнейшем будем предполагать, что входной сигнал представляет собой непре-

рывное синусоидальное колебание несущей частоты, смещенное на величину допплеровского сдвига. Для упрощения анализа амплитуда входного сигнала считается постоянной. В этом случае уравнение сервосистемы будет иметь вид

$$e_i(t) = A\cos\theta(t) = A\cos[(\omega_c + \omega_d)t + \varphi_d]. \tag{2}$$

Выходная частота смесителя для обеспечения идеального сопровождения должна быть равна центральной частоте настройки каскада скоростной селекции. Пусть эта центральная частота равна f_0. Будем считать, что выходной сигнал генератора, управляемого напряжением, при работе замкнутой системы представляет собой косинусоидальное напряжение, имеющее постоянную амплитуду, причем частота этого сигнала при отсутствии управляющего сигнала равна ω_0 и расположена ниже частоты входного сигнала. Следовательно,

$$e_f(t) = A_f\cos\theta_f(t), \tag{3}$$

где

$$\dot{\theta}_f = \omega_f - k_2V_2(t), \tag{4}$$

$$\theta_f = \omega_f t - k_2\int_0^t V_2(t)\,dt, \tag{5}$$

$$\omega_f = \omega_c - \omega_0, \tag{6}$$

причем ω_c— несущая частота сигнала, а ω_f— частота генератора, управляемого напряжением.

Допустим, что при отсутствии управляющего напряжения смеситель работает как перемножающее устройство:

$$\varepsilon(t) = e_i(t)\,e_f(t) = A\cos\theta(t)\,A_f\cos\theta_f(t). \tag{7}$$

Каскад селекции пропускает только разностную частоту, поэтому

$$e_0(t) = C(t)\cos(\theta - \theta_f), \tag{8}$$

где $C(t)$ пропорционально AA_f. Предположим, что сигнал на входе фазового детектора имеет постоянную амплитуду. Поскольку $C(t)$ должно нести информацию об угловых величинах, для удовлетворения этому условию необходимо, чтобы фазовому детектору предшествовал некоторый ограничитель или аналогичное ему устройство. Определим ε_θ как фазу сигнала на входе фазового детектора. Тогда

$$\varepsilon_\theta = \theta - \theta_f. \tag{9}$$

Как каскад селекции, так и фазовый детектор настроены на центральную частоту ω_0. Поэтому выходное напряжение фазового детектора имеет вид

$$V_1(t) = k_1(\varepsilon_\theta - \omega_0 t). \tag{10}$$

Точно так же

$$V_2(t)=\int_0^t V_1(\alpha)\,g_\varphi(t-\alpha)\,d\alpha, \tag{11}$$

где

$$g_\varphi(t)=L^{-1}[Y_\varphi(s)]. \tag{12}$$

Произведя преобразования Лапласа с уравнениями (5), (9) — (11), получаем уравнения системы:

$$\varepsilon_\theta(s)=\theta(s)-\theta_f(s), \tag{13}$$

$$V_1(s)=k_1\left[\varepsilon_\theta(s)-\frac{\omega_0}{s^2}\right], \tag{14}$$

$$V_2(s)=Y_\varphi(s)\,V_1(s), \tag{15}$$

$$\theta_f(s)=\frac{\omega_f}{s^2}+\frac{k_2}{s}V_2(s). \tag{16}$$

Из уравнений (13)—(16) может быть получено выражение

$$\theta_f(s)=\frac{\omega_f}{s^2}+\frac{k_1k_2}{s}Y_\varphi(s)\left[\varepsilon_\theta(s)-\frac{\omega_0}{s^2}\right]=$$

$$=\frac{\omega_f}{s^2}+Y_1(s)\left[\theta(s)-\theta_f(s)-\frac{\omega_0}{s^2}\right], \tag{17}$$

где

$$Y_1(s)=\frac{k_1k_2Y_\varphi(s)}{s}, \tag{18}$$

$$\theta_f(s)=\frac{\dfrac{\omega_f}{s^2}+Y_1(s)\left[\theta(s)-\dfrac{\omega_0}{s^2}\right]}{1+Y_1(s)}, \tag{19}$$

$$\varepsilon_\theta(s)=\frac{\theta(s)-\dfrac{\omega_f}{s^2}+Y_1(s)\dfrac{\omega_0}{s^2}}{1+Y_1(s)}. \tag{20}$$

Используя уравнение (6) и получаемую из уравнения (2) зависимость

$$\theta(s)=\frac{\omega_c+\omega_d}{s^2}+\frac{\varphi_d}{s}, \tag{21}$$

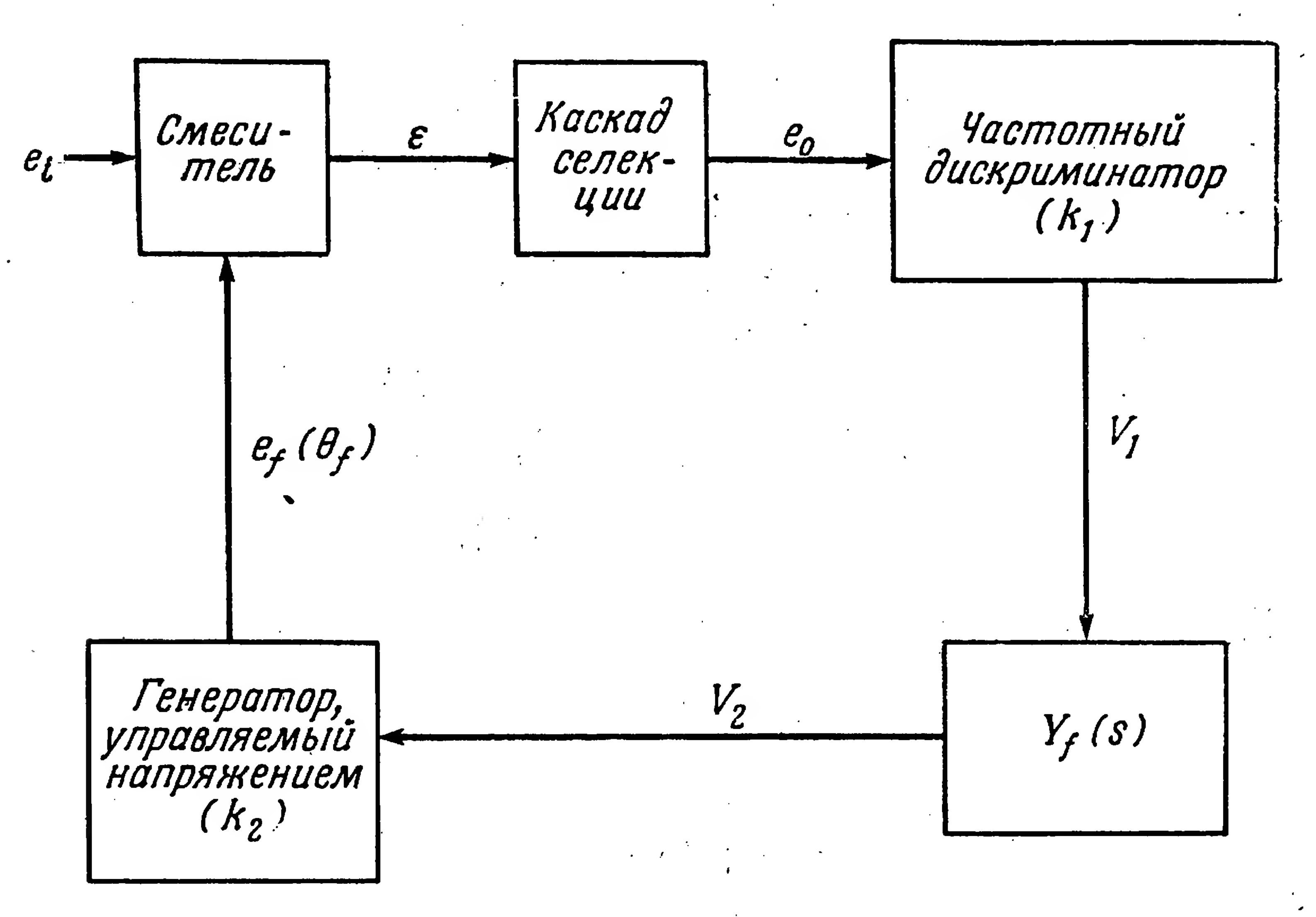
можно переписать уравнения (19) и (20) в виде

$$\theta_f(s)=\frac{\dfrac{\omega_c-\omega_0}{s^2}+Y_1(s)\left[\dfrac{\omega_c+\omega_d}{s^2}+\dfrac{\varphi_d}{s}-\dfrac{\omega_0}{s^2}\right]}{1+Y_1(s)}=$$

$$=\frac{\omega_c-\omega_0}{s^2}+\frac{Y_1(s)}{1+Y_1(s)}\left(\frac{\omega_d}{s^2}+\frac{\varphi_d}{s}\right), \tag{22}$$

$$\varepsilon_\theta(s)=\frac{\dfrac{\omega_c+\omega_d}{s^2}+\dfrac{\varphi_d}{s}-\dfrac{\omega_c}{s^2}+\dfrac{\omega_0}{s^2}[1+Y_1(s)]}{1+Y_1(s)}=\frac{\omega_0}{s^2}+\frac{\dfrac{\omega_d}{s^2}+\dfrac{\varphi_d}{s}}{1+Y_1(s)}. \tag{23}$$

Для системы с автоподстройкой частоты могут быть получены аналогичные уравнения. В этом случае схема фиг. 1 превращается в схему, изображенную на фиг. 3.



Фиг. 3. Сервосистема с АПЧ.

Все рассуждения, применявшиеся при рассмотрении системы с фазовой автоподстройкой вплоть до уравнения (9), будут справедливы и для системы с автоподстройкой частоты (V_2 заменяется на v_2). Однако частотный дискриминатор отмечает только скорость изменения фазы. Определим частоту сигнала, действующего на входе дискриминатора, как

$$\varepsilon_{\dot{\theta}} = \dot{\theta} - \dot{\theta}_f. \tag{24}$$

Центральная частота дискриминатора равна ω_0, а выходное напряжение определяется выражением

$$v_1 = K_1 (\varepsilon_{\dot{\theta}} - \omega_0). \tag{25}$$

Точно так же

$$v_2(t) = \int_0^t v_1(\alpha) g_f(t-\alpha) d\alpha, \tag{26}$$

где

$$g_f(t) = L^{-1}[Y_f(s)], \tag{27}$$

откуда получаются трансформированные уравнения

$$\varepsilon_{\dot\theta}(s) = \dot\theta(s) - \dot\theta_f(s) = s[\theta(s) - \theta_f(s)] = s\varepsilon_\theta(s), \tag{28}$$

$$v_1(s) = K_1\left[\varepsilon_{\dot\theta}(s) - \frac{\omega_0}{s}\right] = K_1 s\left[\varepsilon_\theta(s) - \frac{\omega_0}{s^2}\right], \tag{29}$$

$$v_2(s) = Y_f(s)\,v_1(s), \tag{30}$$

$$\dot\theta_f(s) = s\theta_f(s) = \frac{\omega_f}{s} + k_2 v_2(s). \tag{31}$$

Из уравнений (28)—(31) получаем

$$\dot\theta_f(s) = \frac{\omega_f}{s} + k_2 k_1 Y_f(s)\left[\varepsilon_{\dot\theta}(s) - \frac{\omega_0}{s}\right] =$$

$$= \frac{\omega_f}{s} + Y_2(s)\left[\dot\theta(s) - \dot\theta_f(s) - \frac{\omega_0}{s}\right], \tag{32}$$

где

$$Y_2(s) = k_2 K_1 Y_f(s). \tag{33}$$

Таким образом,

$$\omega_F = \dot\theta_f(s) = \frac{\dfrac{\omega_f}{s} + Y_2(s)\left[\dot\theta(s) - \dfrac{\omega_0}{s}\right]}{1 + Y_2(s)}, \tag{34}$$

$$\varepsilon_{\dot\theta}(s) = \frac{\dot\theta(s) - \dfrac{\omega_f}{s} + Y_2(s)\dfrac{\omega_0}{s}}{1 + Y_2(s)}. \tag{35}$$

Используя уравнение (16) и тот факт, что

$$\dot\theta(t) = \omega_c + \omega_d, \tag{36}$$

или

$$\dot\theta(s) = \frac{\omega_c + \omega_d}{s}, \tag{37}$$

находим

$$\omega_F(s) = \frac{\dfrac{\omega_c - \omega_0}{s} + Y_2(s)\dfrac{\omega_c + \omega_d - \omega_0}{s}}{1 + Y_2(s)} =$$

$$= \frac{\omega_c - \omega_0}{s} + \frac{Y_2(s)}{1 + Y_2(s)}\left(\frac{\omega_d}{s}\right), \tag{38}$$

$$\varepsilon_{\dot\theta}(s) = \frac{\dfrac{\omega_c + \omega_d}{s} - \dfrac{\omega_c}{s} + \dfrac{\omega_0}{s}[1 + Y_2(s)]}{1 + Y_2(s)} = \frac{\omega_0}{s} + \frac{\dfrac{\omega_d}{s}}{1 + Y_2(s)}. \tag{39}$$

АНАЛИЗ СЕРВОСИСТЕМЫ ПРИ ОТСУТСТВИИ ШУМОВ

Расчет сервосистемы с сопровождением по скорости основан на нескольких противоречащих друг другу требованиях. С одной стороны, такая система должна обладать возможностью сопровождать цель с заданным ускорением и в то же время обеспечивать малую величину ошибки в установившемся режиме при внезапном изменении ускорения отслеживаемой цели. С другой стороны, система должна обеспечивать сопровождение цели на больших дистанциях при малой вероятности потери цели вследствие возмущающего действия шумов. Кроме того, система должна обеспечивать адекватное определение скорости и в то же время должна легко синхронизироваться. Имеются и другие требования, которые вместе с перечисленными вынуждают искать компромиссных решений.

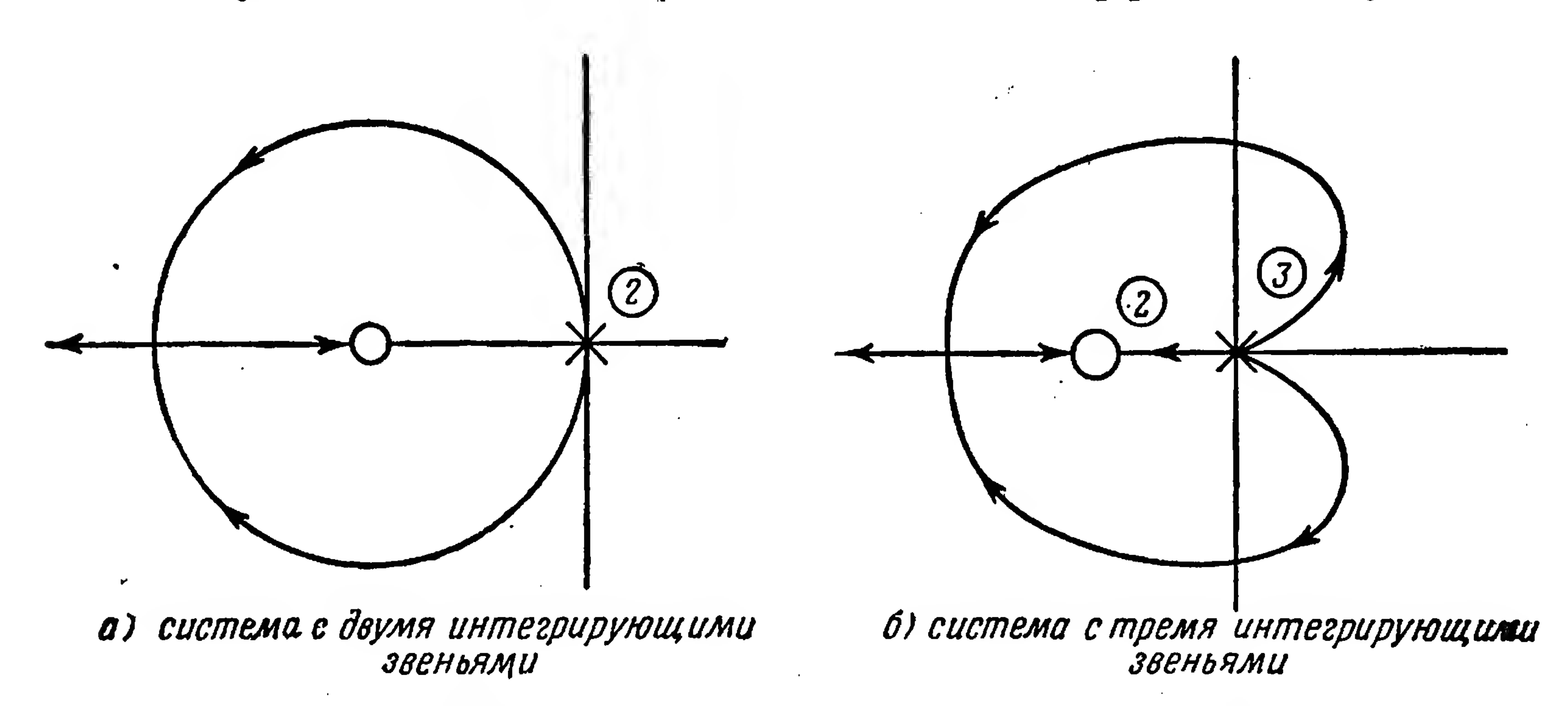
На расчет сервосистемы влияют несколько факторов. Система должна отслеживать цель, движущуюся с заданным ускорением в течение определенного отрезка времени. Это требует, чтобы система, обладающая относительно высоким коэффициентом усиления, была способна отслеживать быстрые изменения входного сигнала. Скачкообразное изменение ускорения соответствует линейному закону изменения частоты и квадратичному закону изменения фазы входного сигнала. Чтобы сервосистема отслеживала изменения входного сигнала, происходящие по линейному закону, и при этом обеспечивала нулевую величину ошибки в установившемся режиме, необходимо использовать в цепи обратной связи двухзвенную интегрирующую цепочку. Для отслеживания квадратичных изменений входного сигнала с нулевой ошибкой в установившемся режиме необходимо использовать трехзвенную интегрирующую цепочку. В общем случае увеличение числа интегрирующих цепочек в цепи обратной связи приводит к неустойчивости системы.

При том же коэффициенте усиления сервосистема с цепью обратной связи, в которой используется трехзвенная интегрирующая цепочка, будет иметь бо́льшую величину выброса и большее время установления, чем соответствующая система с двухзвенной интегрирующей цепочкой. С помощью простого фазоопережающего звена можно добиться устойчивой работы сервосистемы с двухзвенной интегрирующей цепочкой при всех значениях коэффициента усиления. С другой стороны, сервосистема с трехзвенной интегрирующей цепочкой будет всегда неустойчива в некотором диапазоне коэффициентов усиления. Это заключение станет очевидным из рассмотрения приводимого ниже графика, изображающего геометрическое место корней уравнения движения системы (фиг. 4).

Можно отметить, что корни уравнения для сервосистемы с двухзвенной интегрирующей цепочкой никогда не располагаются в правой полуплоскости. В то же время сервосистема с трехзвенной интегрирующей цепочкой будет нестабильна при всех значениях

коэффициента усиления, которые вызывают переход в правую полуплоскость полюсов уравнения замкнутой цепи обратной связи. Интересно также отметить, что для сервосистемы с трехзвенной интегрирующей цепочкой диапазон значений коэффициентов усиления, вызывающих нестабильность, лежит в пределах от нуля до некоторой величины K_c.

Отсюда следует, что сервосистема с трехзвенной интегрирующей цепочкой будет стабильна при значениях коэффициента усиления,



Фиг. 4. Геометрическое место точек корней уравнения.

превышающих K_c. На основании этого можно сделать вывод о том, что в тех случаях, когда коэффициент усиления цепи обратной связи падает ниже критического значения, равного K_c, сервосистема становится неустойчивой. Можно ожидать, что такие уменьшения коэффициента усиления будут происходить вследствие произвольных мерцаний сигнала. Аналогичный же результат следует ожидать при включении системы. Конечно, если сделать коэффициент усиления независимым от уровня сигнала, то сервосистема с трехзвенной интегрирующей цепочкой может быть использована при условии достаточно большого коэффициента усиления, необходимого для сохранения стабильности системы в течение всего времени работы, за исключением момента включения. Вследствие опасности колебаний коэффициента усиления цепи обратной связи при изменениях амплитуды входного сигнала (если в системе не используется жесткое ограничение или дискриминатор счетного типа) сервосистема с трехзвенной интегрирующей цепочкой используется редко и обычно рекомендуется сервосистема с двухзвенной интегрирующей цепочкой. Если в системе используется сопровождение по фазе, то появление ускорения будет вызывать постоянную ошибку в установившемся режиме. В действительности вопрос о том, насколько будет велика ошибка в установившемся режиме, не имеет первостепенного значения по сравнению с вопросом о возможности отслеживания двигающейся с ускорением цели в течение всего периода, пока

это ускорение существует. В любом случае ошибка в установившемся режиме может быть сделана малой за счет достаточно большой величины коэффициента усиления в цепи обратной связи. Если используется система автоподстройки по частоте (АПЧ) с двумя интегрирующими цепочками, то ошибка в установившемся режиме, возникающая при скачкообразном изменении ускорения, будет равна нулю и никаких противоречий между приведенными выше требованиями не существует. Система АПЧ требует использования двух внешних активных интегрирующих цепочек для получения двойного полюса в начале координат. Если используется подстройка по фазе, то роль первого активного интегратора будет выполнять генератор, управляемый по напряжению, и в систему потребуется добавить только одну дополнительную интегрирующую цепочку.

Сервосистема с двумя интегрирующими цепочками легко стабилизируется при помощи члена, имеющего одно нулевое значение (см. фиг. 4). Пассивное звено, создающее опережение, не может вносить в систему такой член, имеющий одно нулевое значение, однако оно должно добавлять дополнительный полюс. Чтобы приблизиться к условиям, изображенным на фиг. 4, расстояние между нулем и полюсом должно быть возможно больше.

СРАВНЕНИЕ СИСТЕМ С ЧАСТОТНОЙ И ФАЗОВОЙ ПОДСТРОЙКОЙ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ШУМОВ

Подробный анализ действия шумов на систему частотной подстройки с одной и двумя интегрирующими цепочками в цепи обратной связи будет проведен в следующем разделе. Ниже дается полуколичественное сравнение систем с частотной и фазовой подстройками.

Предположим, что входной сигнал в обеих сервосистемах имеет допплеровский сдвиг частоты и смешан с шумами, занимающими ограниченную полосу, причем допплеровский сигнал не обязательно лежит в центре спектра шумов. Тогда

$$e_i(t) = x(t)\cos\omega_i(t) + y(t)\sin\omega_i(t) + \\ + A\cos(\omega_d t + \varphi_d) = B_i\cos(\omega_i t - \psi), \tag{40}$$

где

$$B_i = \{[A\cos(\delta t + \varphi_d) + x]^2 + [y - A\sin(\delta t + \varphi_d)]^2\}^{1/2}, \tag{41}$$

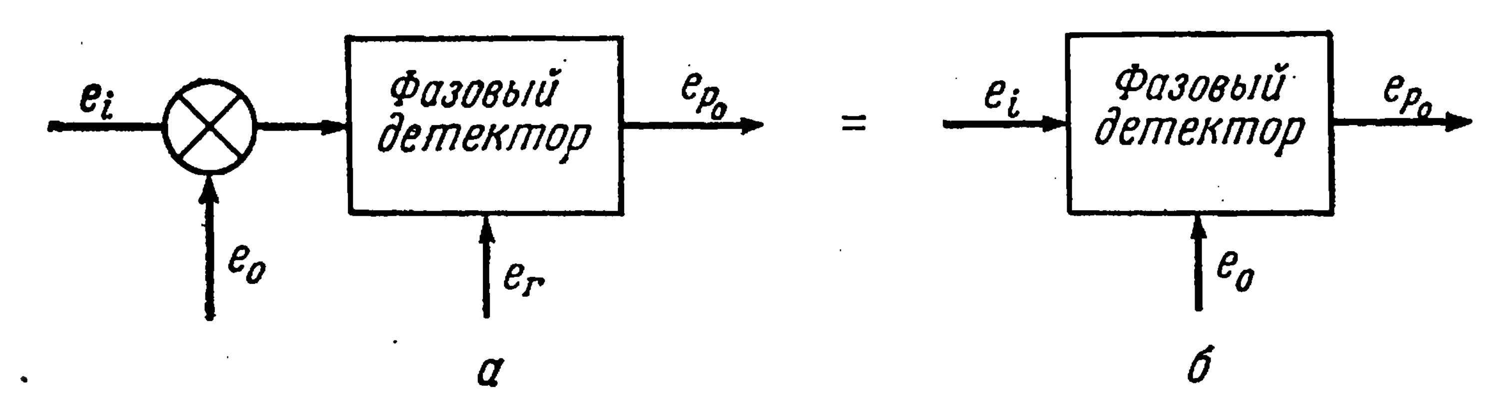
$$B_i = \operatorname{arctg}\frac{y - A\sin(\delta t + \varphi_d)}{x + A\cos(\delta t + \varphi_d)}, \tag{42}$$

а

$$\delta = \omega_d - \omega_i. \tag{43}$$

Можно показать, что обычные частотные дискриминаторы (например, по схеме Фостера и Сили) основаны на использовании неко-

герентного процесса, поскольку в таких дискриминаторах входной сигнал сначала фильтруется, а затем используется в качестве опорного, тогда как в обычных фазовых дискриминаторах опорный сигнал не зависит от входного. Однако для системы, осуществляющей сопровождение по фазе, можно показать, что возникший под



Ф и г. 5. Блок-схема фазового детектора.

действием шумов сигнал на выходе генератора, управляемого напряжением, эквивалентен опорному сигналу фазового детектора, и поэтому система, обеспечивающая сопровождение по фазе, не будет в чистом виде когерентна по фазе. На фиг. 5, *а* приведена блок-схема сервосистемы без каскада селекции по скорости, а на фиг. 5, *б*— ее функциональная эквивалентная схема. Справедливость такой эквивалентности вытекает из следующего. Если для схемы 5, *а*

$$\left.\begin{aligned} e_i &= \cos(\omega t + \varphi_i) \\ e_0 &= \cos(\omega t + \varphi_0) \\ e_r &= \sin(\omega t + \varphi_r) \end{aligned}\right\}, \tag{44}$$

то

$$\varepsilon = e_i\, e_0 = \frac{1}{2}\cos(\varphi_i - \varphi_0), \tag{45}$$

$$e_{p0} = e_r \varepsilon = \frac{1}{4}\sin(\varphi_r - \varphi_i + \varphi_0). \tag{46}$$

Для схемы 5,*б* имеем

$$\left.\begin{aligned} e_i &= \cos(\omega t + \varphi_i) \\ e_0 &= \sin(\omega t + \varphi_0) \\ e_{p0} &= e_i e_0 = \frac{1}{2}\sin(\varphi_0 - \varphi_i) \end{aligned}\right\}. \tag{47}$$

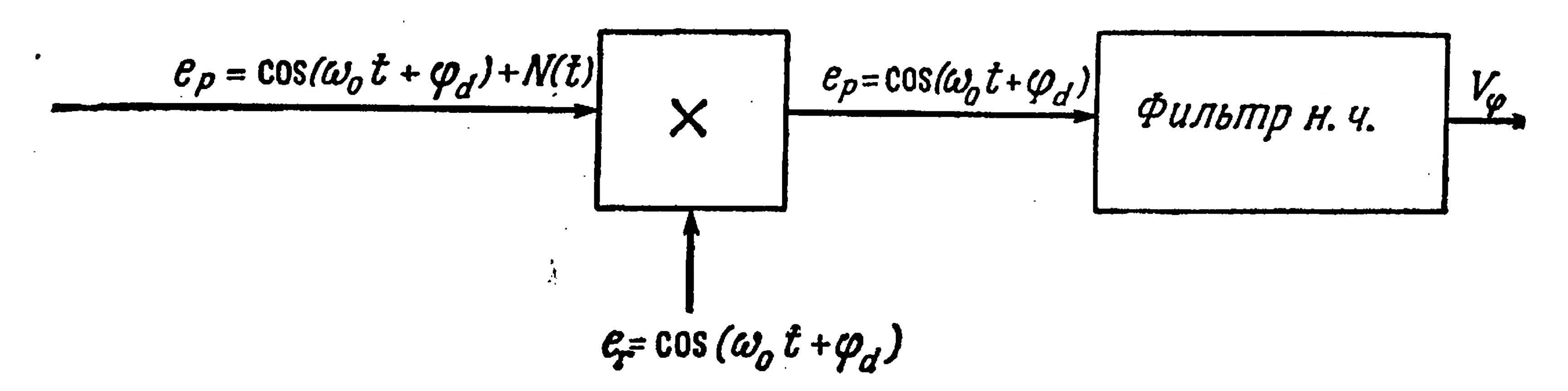
Если сервосистема осуществляет отслеживание с нулевой ошибкой, то выходное напряжение фазового детектора e_{p0} должно быть равно нулю. В схеме (*а*) сервосистема изменяет фазу выходного сигнала так, чтобы поддержать равенство $\varphi_0 - \varphi_i = \varphi_r$. Поскольку φ_r представляет собой полностью произвольную величиину, она может быть принята равной нулю. А это в свою очередь является условием получения нулевого выходного напряжения в системе, собранной по схеме (*б*).

Заметим, что выходное напряжение сервосистемы e_0 в реальных условиях содержит также и шумовые составляющие, т. е. оно не является чисто опорным. Поэтому система с сопровождением по фазе не является в чистом виде когерентной по фазе, поскольку опорный сигнал (опорная фаза) в такой системе зависит от входного сигнала. Однако, если за счет фильтрующих цепей, вводимых между входом и точкой получения опорного сигнала, спектр опорного сигнала может быть сделан более узким по сравнению со спектром входного сигнала, то влияние некогерентных составляющих будет мало. Но даже если система фазовой автоподстройки не будет полностью когерентна по фазе, а система частотной автоподстройки — по частоте, обе системы все же будут отличаться на постоянную интегрирования, фаза которой постоянна. Можно показать, что в этом случае обе системы будут отличаться величиной требуемого отношения сигнал/шум (для рассматриваемых систем это различие достигает 3 *дб*). Чтобы сам частотный детектор *совершенно* не вносил бы никакой дополнительной некогерентности, необходимо использовать когерентный фазовый детектор, за которым следует дифференцирующая схема. Такой тип дискриминатора полностью удовлетворяет принятому выше допущению о том, что выходной сигнал дискриминатора пропорционален скорости изменения сигнала на входе. Однако не это является причиной использования дополнительной дифференцирующей схемы — для этой цели может использоваться непосредственно сама схема фазовой автоподстройки.

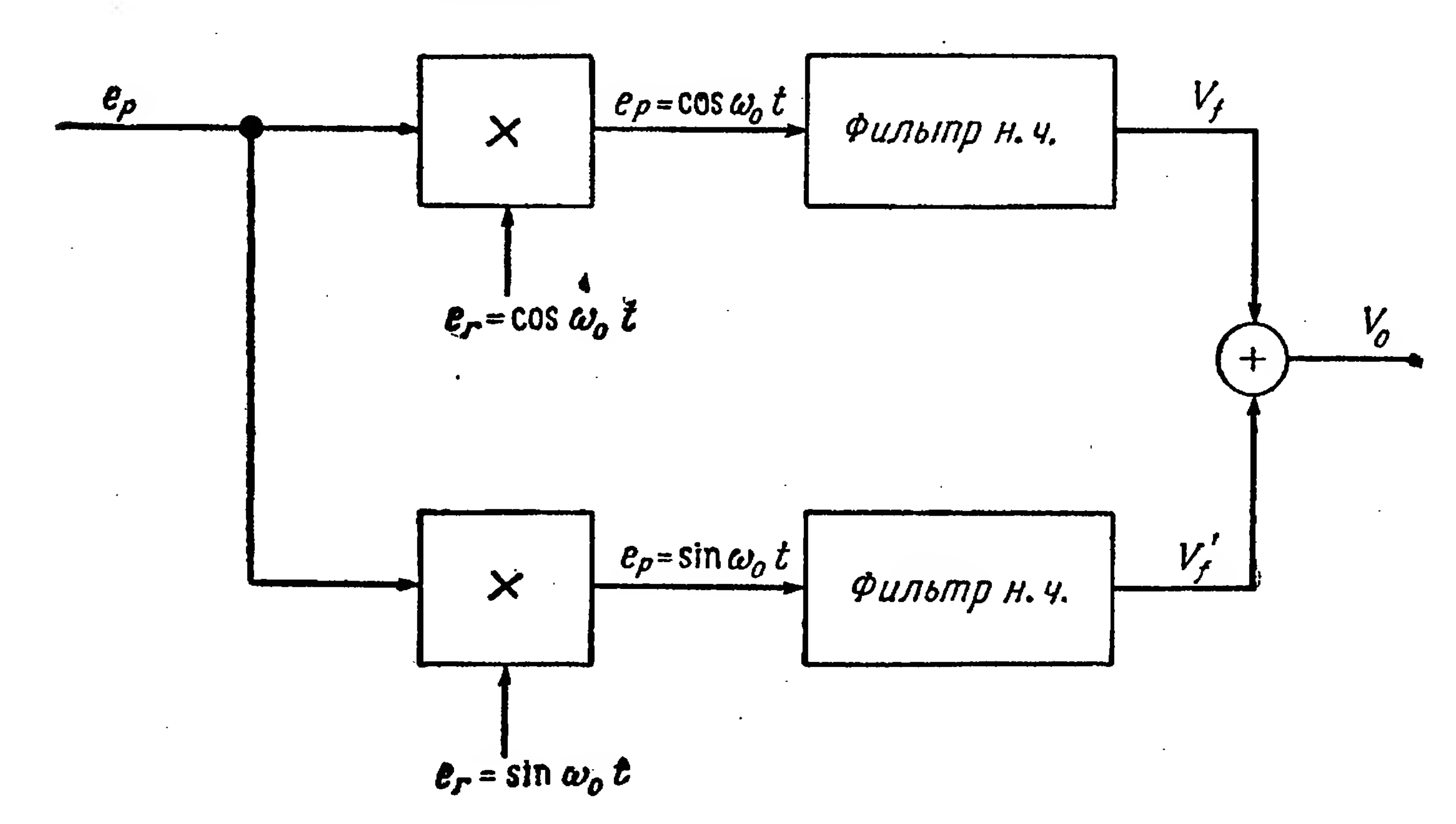
Фазовая когерентность определяется как такое состояние системы, когда фаза опорного сигнала полностью коррелирована с фазой входного сигнала. Когерентность частоты соответствует такому состоянию системы, когда частота опорного сигнала когерентна с частотой входного сигнала. Однако при этом условие когерентности фазы не выполняется. Некогерентность определяется как такое состояние системы, когда не соблюдаются ни фазовая, ни частотная корреляции, т. е. когда в выходном сигнале присутствуют составляющие, являющиеся результатом взаимодействия одних шумовых составляющих (типа шум — шум). При тщательном конструировании обычных частотных дискриминаторов (т. е. за счет предельного уменьшения корреляции между опорным сигналом и входными шумами) можно сделать влияние некогерентных составляющих пренебрежимо малым. Дифференцирование $\psi(t)$ и последующее интегрирование для определения $\theta(t)$ в случае использования системы с частотной автоподстройкой приводит к потере известной постоянной интегрирования (эта постоянная в случае отсутствия шумов равна φ_d) и замене ее некоторой постоянной, которая некогерентна с фазой входного сигнала. В случае использования системы с фазовой автоподстройкой условия когерентности фазы выполняются.

На фиг. 6а приведена блок-схема фазового детектора, в котором фаза опорного напряжения e_r когерентна (а в рассматриваемом

случае равна) фазе входного сигнала. На фиг. 6б приведена схема фазового детектора, в котором соблюдается когерентность частот опорного и входного сигналов и не соблюдается условие когерентности фаз. В то время как напряжение на выходе фильтра низких



Фиг. 6а. Блок-схема фазового детектора в системе с когерентной фазой.



Фиг. 6б. Блок-схема фазового детектора в системе с когерентной частотой.

частот в схеме 6а не зависит от фазы входного сигнала φ_d, соответствующее выходное напряжение на выходе фильтра низких частот в схеме 6б зависит от фазы входного сигнала.

Использование квадратурного соотношения опорных сигналов в схеме, приведенной на фиг. 6б, необходимо для того, чтобы добиться независимости выходного напряжения V_0 от φ_d. Идеальный фазовый детектор измеряет разность фаз, существующую между опорным и входным сигналами. Если фазы обоих сигналов когерентны, то разность фаз будет постоянной (или между ними по крайней мере будет существовать линейное соотношение). Если они некогерентны, то разность фаз будет неизвестна априори и может рассматриваться как случайная переменная. Во всяком случае, выходное напряжение детектора должно быть независимо от фазы входного сигнала, т. е. должно быть только функцией разности фаз между опорным и входным сигналами.

Последующий математический анализ этих идеализированных детекторов покажет преимущества когерентного фазового детектора по сравнению с когерентным частотным детектором с точки зрения возможности получения большего выигрыша для отношения сигнал/шум (в рассматриваемом случае этот выигрыш составляет 3 *дб*). Поскольку в частотном дискриминаторе теряется когерентность между фазовыми постоянными φ_d, можно предполагать, что идеальный частотный детектор будет иметь худшее отношение сигнал/шум на выходе по сравнению с тем, которое получается на выходе идеального фазового детектора при одинаковом отношении сигнал/шум на входе. Однако провести строгое количественное сравнение оказывается затруднительным, поскольку выходной сигнал частотного дискриминатора пропорционален частоте входного сигнала, а выходной сигнал фазового детектора пропорционален фазе входного сигнала. Влияние потери когерентности фазы в системе частотной автоподстройки лучше всего можно показать путем сравнения отношения сигнал/шум по напряжению получаемого на выходе каскада селекции по скорости, с соответствующим отношением сигнал/шум по напряжению, получаемым при использовании системы фазовой автоподстройки. Для этого потребуется тщательный анализ системы с фазовой автоподстройкой при наличии шумов, подобный анализу, выполненному для системы с частотной автоподстройкой в заключительном разделе настоящей работы. Во всяком случае, потеря постоянной интегрирования φ_d происходит только в системе частотной автоподстройки и не имеет места в идеализированной системе с фазовой автоподстройкой.

Покажем на примере влияние потери этой постоянной интегрирования. Предположим, что фильтр выбран таким образом, что выходной сигнал генератора, управляемого напряжением, содержит сигнал с требуемой фазой и некоторый узкополосный шум в случае использования системы с фазовой автоподстройкой, и сигнал, имеющий требуемую выходную частоту (некогерентная фаза), и некоторый узкополосный шум в случае использования системы с частотной автоподстройкой. При наличии когерентности фаз входное напряжение фазового детектора, представленного на фиг. 6а, будет равно

$$e_p = \cos(\omega_0 t + \varphi_d) + N(t), \qquad (48)$$

а напряжение на выходе сигнал-генератора, управляемого напряжением,

$$e_f = \cos(\omega_f t + \varphi_d) + N'(t), \qquad (49)$$

где $\omega_d - \omega_f = \omega_0$. Взаимную модуляцию сигнала и шума, имеющую место на выходе генератора, управляемого напряжением, можно считать пренебрежимо малой и не учитывать в выражении (49), а спектр шумов N' значительно ýже спектра шумов N.

Если сервосистема достаточно хорошо сопровождает сигнал, как допускалось ранее, то выходной сигнал фазового детектора при-

близительно будет определяться выражением

$$V_\varphi = e_p \cos(\omega_0 t + \varphi_d) = \frac{1}{2} + N(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_d). \qquad (50)$$

Средняя мощность такого сигнала, если компоненты сигнала ω_0 и ω_f практически некоррелированы с шумами, будет равна

$$\overline{\overline{V_\varphi^2}} = \frac{1}{4} + \frac{\overline{N^2}}{2}. \qquad (51)$$

В случае системы, обеспечивающей когерентность по частоте, при тех же условиях на входе, выходное напряжение детектора, изображенного на схема 6б, будет определяться выражениями:

$$V_f = e_p \cos \omega_0 t = \frac{1}{2} \cos \varphi_d + N(t) \cos \omega_0 t, \qquad (52)$$

$$V_f' = e_f \sin \omega_0 t = \frac{1}{2} \sin \varphi_d + N(t) \sin \omega_0 t. \qquad (53)$$

Учитывая потерю фазовой постоянной, имеем

$$\overline{\overline{V_f^2}} = \frac{1}{4} \cos^2 \varphi_d + \frac{\overline{N^2}}{2}, \qquad (54)$$

$$\overline{\overline{V_f'^2}} = \frac{1}{4} \sin^2 \varphi_d + \frac{\overline{N^2}}{2}, \qquad (55)$$

$$\overline{\overline{V_0^2}} = \overline{\overline{V_f^2}} + \overline{\overline{V_f'^2}} = \frac{1}{4} + \overline{N^2}. \qquad (56)$$

Отношение сигнал/шум по мощности, определяемое выражением (51), будет равно

$$\frac{S}{N} = \frac{1/4}{\overline{N^2}/2} = \frac{1}{2\overline{N^2}}. \qquad (57)$$

В то же время из выражения (56) это отношение получается равным

$$\frac{S}{N} = \frac{1/4}{\overline{N^2}} = \frac{1}{4\overline{N^2}}. \qquad (58)$$

Заметим, что отношение сигнал/шум при наличии когерентности фазы получается всегда на 3 *дб* выше, чем в случае когерентности по частоте. Такой же результат получается при усреднении выражения (54) относительно φ_d, где φ_d — случайная переменная величина, значения которой равномерно распределены между $-\pi$ и $+\pi$ в случае использования системы, в которой отсутствует когерентность по фазе. Наибольшее ухудшение отношения сигнал/шум получается в том случае, когда когерентность полностью отсутствует, т. е. когда шумы и сигнал взаимно перемножаются. Например, если сигнал и шумы, определяемые выражением

$$e = \cos(\omega_0 t + \varphi_d) + N(t), \qquad (59)$$

перемножаются с аналогичным выражением, то

$$\overline{e^2} = \frac{1}{2} + 2\overline{N}\cos(\omega_0 t + \varphi_d) + \overline{N^2} \qquad (60)$$

и соответствующая средняя мощность будет равна

$$\overline{\overline{e^4}} = \frac{1}{4} + 2\overline{N^2} + 3\overline{N^2}^2. \qquad (61)$$

Если сигнал и шум некоррелированы, а величина N имеет гауссово распределение со средним значением, равным нулю, то $\overline{N} = \overline{N^3} = 0$. В этом случае отношение сигнал/шум будет равно

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{4\left(2\overline{N^2} + 3\overline{N^2}\right)^2}. \qquad (62)$$

Нетрудно видеть, что это отношение значительно хуже, чем в случае когерентности по фазе или частоте.

АНАЛИЗ СИСТЕМЫ АВТОПОДСТРОЙКИ ПО ЧАСТОТЕ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ШУМОВ

Общий анализ

Задача состоит в обеспечении малой вероятности потери цели в течение времени полета, которая была бы меньше некоторой заранее установленной минимальной величины, и в отыскании оптимальных параметров системы, обеспечивающих получение на выходе селектора скорости максимального отношения сигнал/шум. Поскольку вопрос определения условий, при которых вероятность потери цели получается наименьшей, представляет очень трудную аналитическую задачу, в последующем анализе будут отыскиваться условия, обеспечивающие получение минимальной величины «скорости потерь». Скорость потерь определяется как величина, обратно пропорциональная средней величине времени между моментами потери цели. Задача заключается в нахождении параметров сервосистемы и, в частности, полосы пропускания замкнутой цепи обратной связи, обеспечивающих получение минимальной величины скорости потерь, и последующем определении параметров, соответствующих некоторой максимально допустимой величине скорости потерь. Затем для такой оптимальной системы находится отношение сигнал/шум на выходе стробируемого каскада (селектора скорости). Далее определяется минимально приемлемое значение мощности сигнала, необходимое для обеспечения заданного радиуса действия ракеты.

Примем следующие упрощающие допущения:

1. Система работает в режиме слежения, и поэтому сигнал находится вблизи центра строба (или в центре полосы пропускания).

2. Система линейна по отношению к изменениям частоты.

3. По соображениям удобства математических вычислений (но без потери общности) опорная несущая частота, центральная частота

селектора скорости (строба) и частота перехода дискриминатора через нуль (частота настройки дискриминатора) приняты равными нулю.

При анализе сервосистемы сначала будет рассмотрена схема с одним интегратором в разомкнутой цепи, затем с двумя интегрирующими ячейками и звеном, создающим опережение.

4. Отношение сигнал/шум мало, поэтому члены, содержащие произведения отношений типа сигнал/шум и определяющие внутреннюю модуляцию сигнала шумом, пренебрежимо малы.

5. На входе смесителя действует единственный сигнал с доплеровским смещением частоты и широкополосный тепловой шум.

6. Полоса пропускания селектора скорости имеет вид прямоугольника, причем половина полосы пропускания (эквивалентная полоса звуковой частоты) $\beta = 1000$ *гц*. Влияние этой полосы на функцию передачи сервосистемы пренебрежимо мало, поскольку подразумевается, что сигнал находится в пределах полосы пропускания.

7. Дискриминатор в рассматриваемой области линейный, а крутизна его характеристики пропорциональна уровню сигнала (т. е. в схеме отсутствует ограничитель).

8. Флуктуации амплитуды на входе дискриминатора пренебрежимо малы и не учитываются при определении спектра сигнала на его выходе.

9. Частота генератора, управляемого напряжением, в рассматриваемой области прямо пропорциональна управляющему напряжению. Амплитуда выходного напряжения генератора постоянна.

10. Шумовая полоса пропускания на выходе генератора, управляемого напряжением, достаточно узка по сравнению с шумовой полосой пропускания на входе смесителя, поэтому шумы, действующие на входе смесителя, появляются на выходе последнего практически в неизменном виде. Суть такого допущения сводится к тому, что входные шумы и шумы на выходе генератора, управляемого напряжением, рассматриваются как почти некоррелированные.

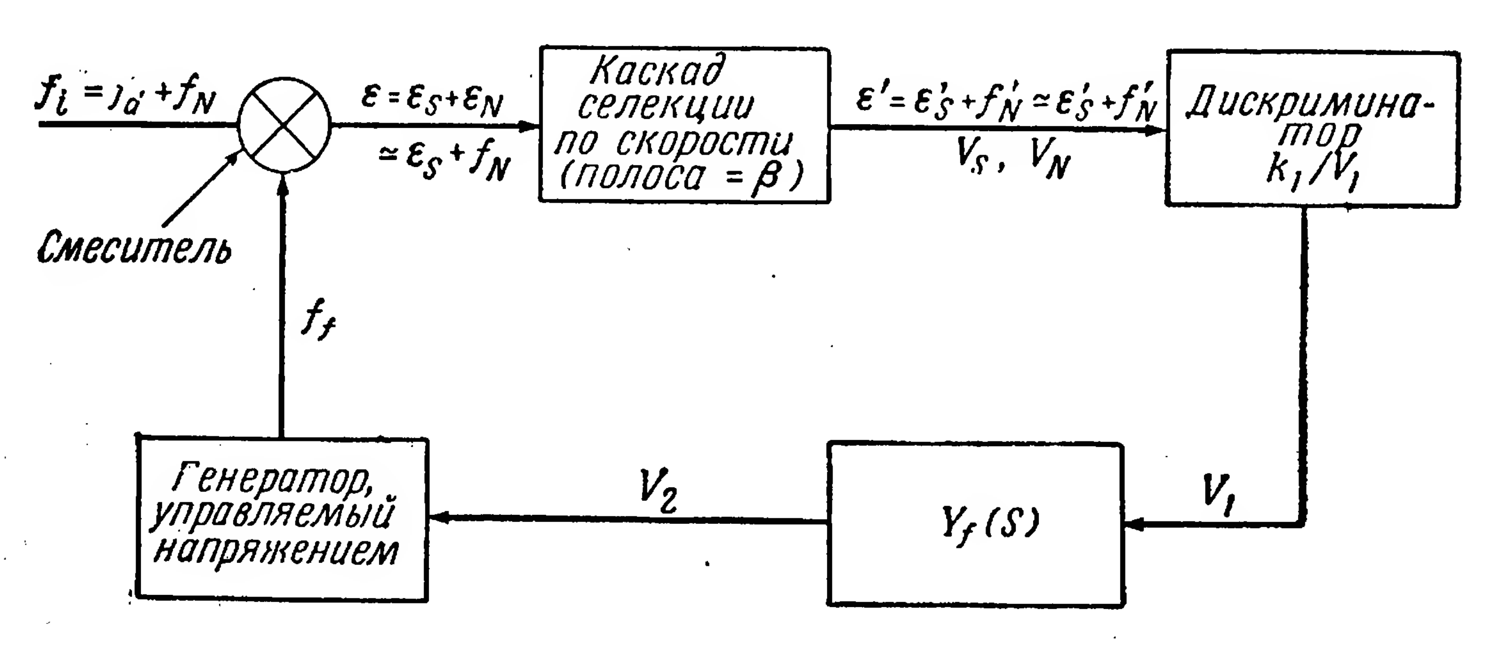
11. Шумы на входе смесителя имеют нормальное распределение вокруг среднего значения, равного допплеровскому сигналу. Из предыдущего допущения (п. 10), следовательно, вытекает, что частоты ошибки, создаваемой шумами (т. е. выходные частоты смесителя), будут нормально распределены вокруг частоты сигнала ошибки как среднего значения.

Блок-схема сервосистемы и используемые при анализе обозначения приведены на фиг. 7. Входное напряжение содержит сигнал и шум, который может быть представлен в виде синусоидального напряжения с аргументом, изменяющимся во времени, причем скорость изменения этого аргумента будет пропорциональна

$$f_i = f_d + f_N, \tag{63}$$

где f_i— входная частота; f_d— допплеровская частота (т. е. полезный сигнал); f_N— шумовая «частота».

Величина f_N может рассматриваться как результирующая или сумма большого числа случайных шумовых частот. Поэтому f_N представляет собой вероятностный процесс с нормальным распределением, который в установившемся состоянии можно рассматривать как стационарный и поэтому имеющий нормальное распределение в соответствии с центральной предельной теоремой; f_d представляет собой



Фиг. 7. Функциональная блок-схема.

«сигнал», не имеющий случайного характера, который в общем случае изменяется во времени (следовательно, является нестационарным) даже в установившемся состоянии; f_f— частота выходных колебаний генератора, управляемого напряжением и имеющего постоянную амплитуду выходного напряжения. В общем случае колебание f_f содержит шумы, однако вследствие фильтрующего действия полосы пропускания замкнутой цепи обратной связи сервосистемы шумовая полоса f_f оказывается значительно у́же шумовой полосы f_N.

Кроме того, f_f и f_N можно считать почти некоррелированными. В этом случае выходной сигнал смесителя, или «сигнал ошибки», будет иметь вид

$$\varepsilon = f_i - f_f = (f_d - f_f) + f_N = \varepsilon_S + \varepsilon_N, \tag{64}$$

где

$$\varepsilon_S = f_d - f_f, \tag{65}$$

$$\varepsilon_N = f_N. \tag{66}$$

Заметим, что «сигнал ошибки» ε_S также содержит шумовые компоненты, поскольку в состав его входит f_f, содержащее шумы. Подразумевается, что шумовая полоса ε_S значительно у́же шумовой полосы ε_N, причем ε_S и ε_N считаются почти некоррелированными. Важно отметить, что потери возникают вследствие воздействия флуктуаций ε_S, а не флуктуаций ε_N. Согласно допущениям, сделанным в настоящей статье, спектр f_f будет содержать дельта-функции, соответствующие значениям f_d, после прохода последних через замкну-

тую систему. Если разница между частотой в цепи обратной связи и величиной f_d лежит в пределах интервала пропускания каскада стробирования по скорости, можно сказать, что замкнутая система «отслеживает» или «сопровождает» колебания. В действительности ε_S может флуктуировать, выпадая из строба и возвращаясь в строб опять, таким образом, что система будет еще «отслеживать» (или «сопровождать») сигнал в соответствии с принятым выше определением. Однако флуктуации, выбивающие сигнал из строба, в моменты, когда движение цели происходит с ускорением ($\dot{f}_d > 0$), увеличивают вероятность потери цели, если $\dot{f}_d$ и флуктуации действуют в одном направлении. Кроме того, экспериментальные исследования показали, что цель действительно теряется в течение большей части времени, когда сигнал флуктуирует, выпадая из строба. Следовательно, потери можно определять как случаи выпадения ε_S из строба (когда $|\varepsilon_S| > \beta$) независимо от того, будет ли после этого сигнал снова возвращаться в строб. Хотя ε_S содержит частично шумы f_f, все же основные компоненты шумов определяются ε_N. Поэтому шумовой спектр f_f будет определяться только значением ε_N.

Согласно принятому выше допущению, каскад селекции по скорости не оказывает влияния на ε_S. Поскольку B представляет собой полосу низших частот спектра f_N, влияние каскада стробирования по скорости на $\varepsilon_N = f_N$ будет сказываться в сужении ширины спектра шумов до значения, равного β. Поэтому выходной сигнал каскада стробирования или селекции по скорости можно представить в виде

$$\varepsilon' = \varepsilon_S + f'_N. \tag{67}$$

Однако если рассматривать только частоты, попадающие в пределы строба, то $f'_N = f_N$,

$$f'_N = f_N\,[u\,(f_N) - u\,(f_N - \beta)]. \tag{68}$$

Поскольку было условлено, что перед дискриминатором не имеется никакого ограничителя, выходной сигнал дискриминатора будет пропорционален как частоте, так и амплитуде входного сигнала. Кроме того, обычные типы частотных дискриминаторов (типа Фостера и Сили, дискриминатор, использующий спады частотной характеристики контура, и т. п.) нелинейны в том смысле, что закон суперпозиции не будет справедлив для суммирования частот даже в том случае, если характеристика дискриминатора будет иметь линейный характер. Это приводит к ослаблению малых сигналов. Поскольку в этом случае $S < N$, сигнал будет ослабляться пропорционально величине отношения сигнал/шум. Если в системе используется некогерентное ограничение, такое ослабление будет проявляться еще сильнее. С другой стороны, широко используемые фазовые детекторы не вносят нелинейного ослабления и это обстоятельство является существенным преимуществом систем с фазовой подстройкой. Однако оказывается возможным построить частотный дис-

криминатор, который будет очень близок к идеальному в том смысле, что выходное напряжение, создаваемое суммой двух (и более) частот, будет прямо пропорционально этой сумме. Один из возможных методов приборной реализации, приближающейся к такому идеальному дискриминатору, состоит в пропускании сигнала через систему узкополосных фильтров с последующим детектированием напряжения на выходе каждого фильтра и суммированием полученных напряжений на выходе системы.

Для упрощения анализа допустим, что выходное напряжение каждого фильтра прямо пропорционально отклонению частоты от номинального значения и амплитуде сигнала, поступающего на фильтр. Тогда, если V_S представляет собой амплитуду сигнала, а V_N — амплитуду шумов в момент t, можно считать, что выходное напряжение идеального дискриминатора имеет вид

$$V_1 = k_1\left(\frac{V_S}{\sqrt{2}}\varepsilon_S + V_N f'_N\right) = \\ = K_S\varepsilon_S + K_N\varepsilon_N \quad \text{для} \quad \beta \geqslant \varepsilon_N \geqslant 0. \qquad (69)$$

Заметим, что, хотя k_S представляет собой неслучайный коэффициент при V_S, коэффициент K_N является случайной переменной.

Напряжения V_1 и V_2 связаны соотношением

$$V_2(s) = Y_f(s)\,V_1(s). \qquad (70)$$

Для случая применения однозвенной интегрирующей цепочки

$$Y_f(s) = \frac{1}{s}. \qquad (71)$$

Для двухзвенной интегрирующей цепочки с ускоряющим звеном

$$Y_f(s) = \frac{s+a}{s^2}. \qquad (72)$$

Идеальный генератор, управляемый напряжением, будет создавать колебания, частота которых прямо пропорциональна входному управляющему напряжению. Следовательно,

$$f_f = k_2 V_2. \qquad (73)$$

В этом случае выходное напряжение генератора, управляемого напряжением, имеет вид

$$V_f(t) = A_f\cos(\omega_f t + \varphi_f). \qquad (74)$$

Из уравнений (69), (70) и (73) для области, где $0 \leqslant \varepsilon_N \leqslant \beta$, следует

$$f_f = k_2 Y_f V_1 = k_2 Y_f (K_S\varepsilon_S + K_N\varepsilon_N) = Y_S\varepsilon_S + Y_N\varepsilon_N, \qquad (75)$$

где

$$Y_S = k_2 K_S Y_f, \qquad (76)$$

$$Y_N = k_2 K_N Y_f. \qquad (77)$$

Заметим, что

$$Y_N = \frac{Y_S K_N}{K_S}. \tag{78}$$

Однако из уравнений (65), (66) и (75) следует

$$f_f = Y_S (f_d - f_f) + Y_N f_N$$

или

$$f_f = \frac{Y_S f_d + Y_N f_N}{1 + Y_S} = \frac{Y_S}{1 + Y_S}\left(f_d + \frac{K_N}{K_S} f_N\right). \tag{79}$$

Аналогично

$$f_d - \varepsilon_S = Y_S \varepsilon_S + Y_N f_N,$$

или

$$\varepsilon_S = \frac{f_d - Y_N f_N}{1 + Y_S} = \frac{f_d - \frac{K_N}{K_S} Y_S f_N}{1 + Y_S}. \tag{80}$$

Это уравнение показывает, что влияние шумов уменьшается по мере увеличения отношения K_S/K_N, связанного с отношением сигнал/шум. Однако, поскольку K_N представляет собой случайную переменную, уравнения (79) и (80) непригодны для расчетов.

Для упрощения пренебрежем флуктуациями V_1, происходящими вследствие флуктуаций входной амплитуды. Иными словами, допустим, что спектр шумов на выходе дискриминатора зависит только от вариаций частоты входного сигнала. *Среднее* значение выходного напряжения дискриминатора должно также зависеть от амплитуды входного сигнала: в рассматриваемом случае это выполняется при допущении, что напряжение шумов на выходе дискриминатора пропорционально среднеквадратичной амплитуде шума и мгновенному значению частоты шумов.

Поскольку амплитуда входного напряжения шума и его частота независимые переменные, уравнение (69) преобразуется в следующее:

$$V_1 = k_1\left(\frac{V_S \varepsilon_S}{\sqrt{2}} + \sqrt{\overline{V_N^2}}\, f_N'\right) =$$

$$= K_S \varepsilon_S + \sqrt{\overline{K_N^2}}\, \varepsilon_N \quad \text{для} \quad \beta \geqslant \varepsilon_N \geqslant 0. \tag{81}$$

Соответственно уравнения (79) и (80) преобразуются в

$$f_f = \frac{Y_S}{1 + Y_S}\left(f_d + \frac{\sqrt{\overline{K_N^2}}}{K_S} f_N\right) = Y_0\left(f_d + \frac{f_N}{\gamma}\right), \tag{82}$$

$$\varepsilon_S = \frac{f_d}{1 + Y_S} - \frac{Y_S}{1 + Y_S}\frac{\sqrt{\overline{K_N^2}}}{K_S} f_N = \frac{Y_0}{Y_S} f_d + \frac{Y_0 f_N}{\gamma}, \tag{83}$$

где

$$Y_0 = \frac{Y_S}{1+Y_S},$$

$$Y_S = k_2 K_S Y_f = \frac{k_1 k_2 V_S}{\sqrt{2}} Y_f,$$

$$\gamma^2 = \frac{\overline{K_S^2}}{\overline{K_N^2}} = \frac{k_1^2 \overline{V_S^2}}{2k_1^2 \overline{V_N^2}} = \frac{\overline{V_S^2}}{2\overline{V_N^2}}, \tag{84}$$

откуда следует, что γ^2 соответствует отношению сигнал/шум на выходе каскада селекции по скорости.

В работе Райса [1] показано, что для шума с нормальным распределением и средним значением, равным нулю, дисперсией σ^2 и спектральной плотностью $G(f)$ ожидаемое число пересечений, происходящих в течение 1 *сек* в положительном направлении на уровне I, равно

$$\lambda = \left[\frac{\int\limits_0^\infty f^2 G(f)\,df}{\int\limits_0^\infty G(f)\,df}\right]^{1/2} e^{-I^2/2\sigma^2}, \tag{85}$$

где

$$\sigma^2 = \int\limits_0^\infty G(f)\,df. \tag{86}$$

В нашем частном случае λ равно скорости потерь, поскольку при определении среднего времени между моментами потери оказывается проще заменить ожидаемым числом потерь в 1 *сек*. Допустимым значением скорости потерь можно считать одну потерю цели за 100 *сек*, или $\lambda=0{,}01$ *сек*$^{-1}$. Ранее уже было показано, что ε_S имеет приблизительно нормальное распределение. Поскольку в уравнении (85) подразумевается переменная величина, обладающая нормальным распределением и средним значением, равным нулю, мы будем рассматривать переменную $\varepsilon_S - \overline{\varepsilon_S}$. Потери возникают в тех случаях, когда «сигнал» ε_S превышает значение граничной частоты β каскада стробирования по скорости.

Следовательно, $I=\beta-\overline{\varepsilon_S}$. Спектральная плотность $G(f)$, входящая в уравнение (85), будет равна $G_{\varepsilon_S-\overline{\varepsilon_S}}(f)$. Поскольку $f(d)$ не является случайной величиной, а $\overline{f_N}=0$, из уравнения (83) следует, что

$$\overline{\varepsilon_S} = \frac{Y_0}{Y_S} f_d \tag{87}$$

и, следовательно,

$$\varepsilon_S - \overline{\varepsilon_S} = \frac{Y_0 f_N}{\gamma} = z. \tag{88}$$

Допустим, что ширина спектра f_N достаточно велика и спектральная плотность f_N постоянна и равна w_0 в пределах полосы каскада селекции по скорости, т. е. при $0 \leqslant f_N \leqslant \beta$. В этом случае

$$G_z(f) = \frac{G_{f_N}}{\gamma^2} |Y_0(j\omega)|^2 = \frac{w_0}{\gamma^2} |Y_0(j\omega)|^2. \quad (89)$$

Система с однозвенным интегрирующим фильтром

Рассмотрим структуру выражения $Y_0(j\omega)$ и в первую очередь для системы с однозвенным интегрирующим фильтром. Из уравнений (71) и (79) следует

$$Y_S = k_2 K_S Y_f(s) = \frac{k_2 K_2}{s} = \frac{1}{st_0}, \quad (90)$$

где отношение сигнал/шум изменяется с изменением мощности шума, поскольку амплитуда сигнала и, следовательно, величина K_S поддерживаются постоянными, поэтому f_0 соответствует значению постоянной времени интегрирующего фильтра, деленной на коэффициент усиления разомкнутой цепи обратной связи. Следовательно,

$$Y_0(s) = \frac{Y_S}{1+Y_S} = \frac{1}{1+st_0}. \quad (91)$$

Из уравнения (87) следует, что среднее значение ошибки в установившемся режиме равно

$$\varepsilon_S(t \to \infty) = \lim_{s\to 0} s\bar{\varepsilon}_S(s) = \lim_{s\to 0} \frac{sY_0(s)}{Y_S(s)} f_d(s) = \frac{s^2 t_0}{1+st_0} f_d(s)|_{s\to 0}. \quad (92)$$

Предположим, что цель получает постоянное ускорение a по отношению к ракете. Максимальное, значение допплеровского сдвига частоты равно

$$f_d = \frac{2f_c v}{c} = \frac{2f_c}{c}\int_0^t a\,dt = \frac{2f_c at}{c} = k_0 t. \quad (93)$$

Следовательно,

$$f_d(s) = \frac{k_0}{s^2} \quad (94)$$

и

$$\bar{\varepsilon}_S(t \to \infty) = \frac{t_0 k_0}{1+st_0}\bigg|_{s\to 0} = k_0 t_0. \quad (95)$$

Аналогично из уравнений (89) и (91) следует

$$G_z(f)=\frac{w_0}{\gamma^2}\frac{1}{1+\omega^2 t_0^2}, \tag{96}$$

$$\sigma^2=\int_0^\beta G_z(f)\,df\approx\int_0^\infty G_z(f)\,df=\frac{w_0}{\gamma^2}\int_0^\infty\frac{df}{1+\omega^2 t_0^2}=\frac{w_0}{4t_0\gamma^2}, \tag{97}$$

где $G_z(f)\approx 0$ при $f=\beta$, и поэтому верхний предел интегрирования при определении приближенного значения σ может быть заменен на ∞. Аналогично

$$\int_0^\beta f^2 G_z(f)\,df=\frac{w_0}{(2\pi t_0)^3\gamma^2}\int_0^{2\pi t_0\beta}\frac{x^2\,dx}{1+x^2}=$$

$$=\frac{w_0}{(2\pi t_0)^3\gamma^2}(x-\operatorname{arctg}x)\Big|_0^{2\pi t_0\beta}\approx\frac{w_0}{16\pi^2 t_0^3\gamma^2}(4\beta t_0-1), \tag{98}$$

и из уравнения (95)

$$l=\beta-\bar{\varepsilon}_s=\beta-k_0 t_0. \tag{99}$$

Следовательно, подставляя уравнения (97) — (99) в уравнение (85), получаем

$$\lambda=\left[\frac{\frac{w_0}{16\pi^2 t_0^3\gamma^2}(4\beta t_0-1)}{w_0/4t_0\gamma^2}\right]^{1/2}\exp\left[\frac{-(\beta-k_0t_0)^2}{w_0/2t_0\gamma^2}\right]=$$

$$=\left(\frac{4\beta t_0-1}{4\pi^2 t_0^2}\right)^{1/2}\exp\left[\frac{-2t_0\gamma^2}{w_0}(\beta-k_0t_0)^2\right]. \tag{100}$$

Однако выше подразумевалось, что $\beta\gg 1/t_0$, и, следовательно,

$$\lambda\approx\frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{\beta}{t_0}}\exp\left[\frac{-2t_0\gamma^2}{w_0}(\beta-k_0t_0)^2\right]\quad \beta t_0\gg 1. \tag{101}$$

Теперь предстоит определить значение t_0, обеспечивающее минимальное значение скорости потерь λ. Это может быть сделано приблизительно путем определения максимума показателя экспоненты по отношению к t_0. Таким образом,

$$-k_0 2t_0(\beta-k_0t_0)+(\beta-k_0t_0)^2=0,$$

$$t_{0_{\text{опт}}}=\frac{\beta}{3k_0}. \tag{102}$$

В частном случае из уравнения (95) для $a=50g$ получаем

$$k_0=\frac{2f_c a}{c}=\frac{2a}{\lambda}=\frac{2\times 50\times 32}{0,1}=32\,000\ \textit{цикл/сек}^2=32\,000\ \textit{гц/сек} \tag{103}$$

и $\beta = 1000$ *гц*. Следовательно, из уравнения (102)

$$t_{0_{\text{опт}}} = \frac{1000}{3 \times 32\,000} = \frac{1}{96} \text{ сек.} \tag{104}$$

Соответствующее значение «полосы замкнутой цепи» будет равно

$$B_c = \frac{1}{2\pi t_0} = \frac{96}{2\pi} \approx 15 \text{ гц.} \tag{105}$$

Заметим, что $\beta t_0 = \frac{1000}{96} \approx 10 \gg 1$, как это подразумевалось выше, и $\bar{\varepsilon}_S = k_0 t_0 = \beta/3 = 333$ *гц*. Далее остается найти отношение сигнал/шум по напряжению, необходимое для обеспечения.режима сопровождения в такой оптимизированной системе. Из уравнения (101) получаем

$$\gamma^2 \approx \frac{w_0}{2t_0(\beta - k_0 t_0)^2} \ln \frac{1}{\pi\lambda} \sqrt{\frac{\beta}{t_0}}, \tag{106}$$

где $k_0 = 32 \cdot 10^3$ *гц/сек* (*цикл/сек*^{2}); $\beta = 10^3$ *гц* (*цикл/сек*); $t_{0_{\text{опт}}} = \frac{1}{96}$ *сек*; $\lambda = 0{,}01$ *сек*$^{-1}$.

Теперь остается определить значение w_0 — спектральной плотности частоты шумов. В работе [2] показано, что спектральная плотность частоты гауссова шума после прохождения через систему с прямоугольной полосой пропускания β определяется выражением

$$G(f) = 2\pi\beta \int_0^\infty dx \cos\frac{2fx}{\beta} \frac{\sin^2 x - x^2}{x^2 \sin^2 x} \ln\left(1 - \frac{\sin^2 x}{x^2}\right). \tag{107}$$

Этот интеграл вычислен для значений, приведенных ниже:

$f/\beta = y$	$G(f)/4\pi\beta = G(y)$
0	0,955
0,1	0,816
0,2	0,698
0,3	0,586
0,4	0,501
0,5	0,428
0,6	0,373
0,7	0,329
0,8	0,295
0,9	0,266
1,0	0,242

Поскольку при настоящем упрощенном анализе подразумевается, что величина w_0 постоянна в пределах полосы пропускания каскада стробирования по скорости, равной β, эквивалентную постоянную

плотность шумов w_0 можно найти из приведенной выше таблицы путем приравнивания произведения $w_0\,\beta$ мощности шумов, действующей в полосе пропускания β. Такой метод расчета справедлив, поскольку w_0 действительно представляет спектральную плотность f'_N, которая соответствует спектральной плотности f_N, лежащей в области $0 \leqslant f_N \leqslant \beta$.

Поэтому

$$\omega_0 = \frac{1}{\beta}\int_0^\beta G(f)\,df = 4\pi\beta\int_0^1 G(y)\,dy = 1670\ \textit{гц}^2/\textit{гц}. \qquad (108)$$

Из уравнений (106) и (108) следует

$$\gamma^2 = \frac{(6,6\cdot 10^3)\,96}{4\pi^2\times 2\,(667)^2}\ln\frac{100}{\pi}\sqrt{96\,000} \approx \frac{6,6}{39,6} = 0,167,$$

$$\gamma \approx 0,41 \approx -8\ \textit{дб} \qquad (a = 50g). \qquad (109)$$

Для обеспечения сопровождения цели, двигающейся с ускорением 5 g, при использовании той же постоянной времени цепи обратной связи (без дальнейшей ее оптимизации) потребовалось бы иметь величину $\gamma \approx 0,273$. Однако если найти оптимальное значение постоянной времени для системы, работающей при максимальном значении ускорения ракеты-носителя, равном 5 g, то оказывается, что

$$t_0 = \frac{\beta}{3k_0} = \frac{1}{9,6}\ \textit{сек}$$

и

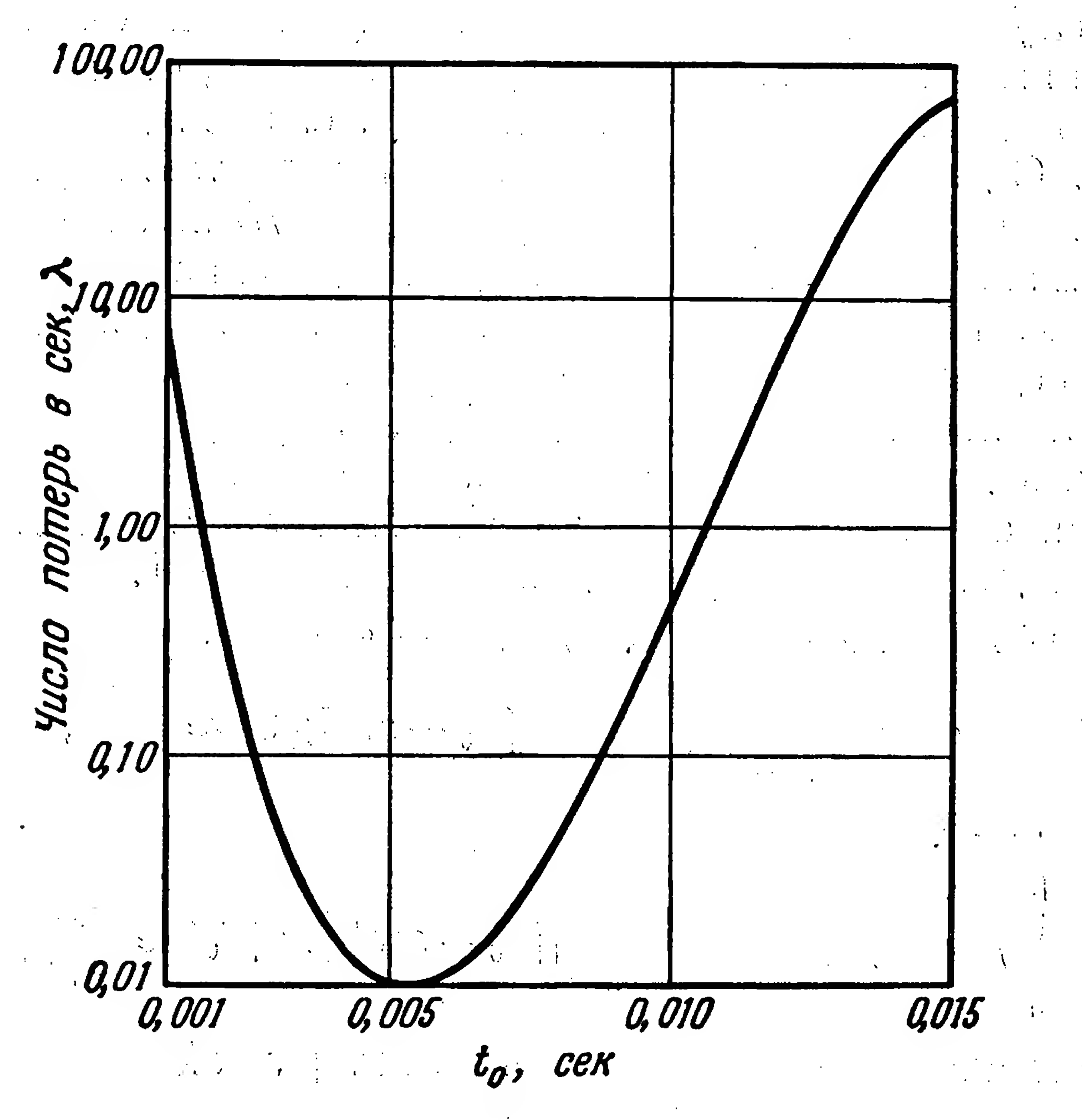
$$\gamma^2 = \frac{(6,6\cdot 10^3)\,9,6}{4\pi^2\,2\,(667)^2}\ln\frac{100}{\pi}\sqrt{9600} \approx 0,0144,$$

$$\gamma \approx 0,12 \approx -18\ \textit{дб}. \qquad (110)$$

Экспериментальные результаты показывают, что при коэффициенте потерь ~0,01 и $S/N = -6$ *дб* было обеспечено сопровождение цели, двигающейся с ускорением 14 g при постоянной времени цепи обратной связи, равной 1/500 *сек*. Теоретический результат, предсказанный выражением (110), достаточно хорошо согласуется с этим значением отношения сигнал/шум, но приводит к несколько отличающимся значениям коэффициента усиления цепи обратной связи (пропорционального $1/t_0$). При использовании для подстановки в уравнение (101) числовых значений экспериментальных данных получаются более высокие значения скорости потерь. Однако скорость потерь очень сильно зависит от величины γ, уменьшаясь по мере увеличения γ. Действительно, при поддержании постоянства всех остальных параметров простое удвоение отношения сигнал/шум по напряжению приводит к уменьшению скорости потерь в 55 (!) раз. Кроме того, скорость потерь также сильно зависит от величины t_0, особенно при малых значениях t_0. Зависимость λ (число потерь

в 1 *сек*) от t_0 при $k_0 = 64 \cdot 10^3$ *гц/сек* $= 100\ g$, $\beta = 10^3$ *гц* и $\gamma = 3{,}69$ показана на фиг. 8.

Таким образом, малые экспериментальные ошибки при измерениях будут оказывать очень большое влияние на величину



Фиг. 8. Вариация скорости потерь при изменении постоянной времени цепи обратной связи.

скорости потерь. При отсутствии шумов максимальное значение постоянной времени равно

$$t_0 = \frac{\beta}{k_0} = \frac{3}{96} = \frac{1}{32}\ сек.$$

В этом случае скорость потерь будет равна

$$\lambda = \frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{\beta}{t_0}} = \frac{1}{\pi}\sqrt{32\,000} \approx 56.$$

Влияние шумов приводит к необходимости увеличения коэффициента усиления цепи обратной связи по сравнению с минимальным значением последнего, определенным из условия обеспечения сопровождения в установившемся состоянии при удержании цели на границе строба. Следует иметь в виду, что при скачкообразном изменении частоты на входе наибольшее значение имеет ошибка в установившемся режиме. Следовательно, при отсутствии шумов коэффициент усиления цепи обратной связи, равный $1/t_0 = 32$, будет доста-

точен для обеспечения работы системы как в переходном режиме, так и при установившемся состоянии. По мере уменьшения коэффициента усиления $1/t_0$ скорость потерь увеличивается по сравнению с величиной, достигаемой при оптимальном значении t_0, потому что в этом случае среднее значение шумов (и сигнал) оказывается расположенным слишком близко к границе строба, что приводит к увеличению числа пересечений границы (т. е. пропаданию сигнала из строба). С другой стороны, скорость потерь также увеличивается и при увеличении коэффициента усиления $1/t_0$ по сравнению с оптимальным значением. В этом случае распределение шумов относительно сигнала получается настолько широким, что даже при расположении среднего значения вблизи центра строба будет возникать большое число пересечений, если $\beta t_0 \gg 1$, т. е. при условии, что ширина строба еще достаточно велика по сравнению с коэффициентом усиления цепи обратной связи, выраженным в $сек^{-1}$. Выражения (100) и (101) будут несправедливы для значений $\beta t_0 \ll 1$.

В этом случае уравнение (97) принимает вид

$$\sigma^2 = \frac{w_0}{2\pi t_0 \gamma^2} (\operatorname{arctg} 2\pi\beta t_0 - \operatorname{arctg} 0) \approx \frac{w_0 \beta}{\gamma^2}, \qquad (111)$$

а уравнение (98)

$$\int_0^\beta f^2 G_z(f)\, df = \frac{w_0}{(2\pi t_0)^3 \gamma^2} [\beta t_0 - \operatorname{arctg} 2\pi\beta t_0] \approx \frac{w_0}{3\gamma^2} \beta^3. \qquad (112)$$

При этом скорость потерь оказывается равной

$$\lambda \approx \left[\frac{w_0 \beta^3}{3\gamma^2} \frac{\gamma^2}{w_0 \beta} \right]^{1/2} \exp \left[\frac{-(\beta - k_0 t_0)^2}{w_0 \beta / \gamma^2} \right]$$

или

$$\lambda = \frac{\beta}{\sqrt{3}} \exp \left[\frac{-\gamma^2 (\beta - k_0 t_0)^2}{w_0 \beta} \right] \quad (\beta t_0 \ll 1). \qquad (113)$$

Заметим, что если $\beta t_0 \ll 1$, $\gamma^2 = \mathrm{const}$, то при $t_0 \to 0$ скорость потерь становится независимой от коэффициента усиления цепи обратной связи и будет линейно ($\omega_0 = \mathrm{const} \times \beta$) зависеть только от ширины строба или ширины полосы пропускания каскада селекции по скорости, поскольку в рассматриваемом случае ширина строба будет единственным фактором, ограничивающим ширину полосы шумов и, следовательно, величину мощности шума.

Представляет интерес исследовать вариации λ в зависимости от ширины строба β. Если система работает в режиме сопровождения, удерживая сигнал вблизи границы строба, то при увеличении β происходит увеличение скорости потерь, поскольку через более широкий строб будет проходить большее количество шумов. Однако при значениях β, удовлетворяющих условиям $\beta > k_0 t_0$, $\beta > \omega_0 / \gamma^2$, $\beta t_0 \gg 1$, скорость потерь при увеличении ширины строба умень-

шается вследствие того, что в этом случае, несмотря на появление дополнительных шумов, сигнал может флуктуировать в более широких пределах, не выпадая из строба.

Двухзвенная интегрирующая цепочка

Для этого случая все соотношения, рассмотренные в предыдущем разделе для однозвенной интегрирующей цепочки, будут верны вплоть до уравнения (89). Из уравнений (72) и (76) следует

$$Y_S = k_2 K_S Y_f(s) = \frac{k_2 K_S (s+a)}{s^2} = \frac{2st_0+1}{s^2 t_0^2}, \qquad (114)$$

где

$$t_0 = \frac{1}{2a} = \frac{2}{K_a k_2} \qquad (115)$$

для цепи обратной связи с критическим затуханием. Следовательно,

$$Y_0(s) = \frac{Y_S}{1+Y} = \frac{2st_0+1}{(st_0+1)^2}, \qquad (116)$$

а из уравнения (87)

$$\bar{\varepsilon}_S^2 = \frac{Y_0}{Y_S} f_d(s) = \frac{s^2 t_0^2}{(st_0+1)^2} f_d(s). \qquad (117)$$

Среднее значение ошибки в установившемся режиме будет равно

$$\bar{\varepsilon}_S(t \to \infty) = \lim_{s \to 0} s\bar{\varepsilon}_S(s) = \lim_{s \to 0} \frac{s^3 t_0^2}{(st_0+1)^2} f_d(s). \qquad (118)$$

Для цели, двигающейся с постоянным ускорением, из уравнения (90) следует $f_d(s) = k_0/s^2$; откуда

$$\bar{\varepsilon}_S(t \to \infty) = 0. \qquad (119)$$

Из уравнения (89) следует

$$G_z(f) = \frac{w_0}{\gamma^2} |Y_0(j\omega)|^2 = \frac{w_0}{\gamma} \frac{4\omega^2 t_0^2 + 1}{(\omega^2 t_0^2 + 1)^2}, \qquad (120)$$

$$\sigma^2 = \int_0^\beta G_z(f)\,df = \frac{w_0}{\gamma^2} \int_0^\beta \frac{4\omega^2 t_0^2 + 1}{(\omega^2 t_0^2 + 1)^2}\,df =$$

$$= \frac{w_0}{2\pi t_0 \gamma^2} \left[-\frac{1,5\,(2\pi t_0 \beta)}{4\pi^2 t_0^2 \beta^2 + 1} = 2,5 \operatorname{arctg} 2\pi t_0 \beta \right], \qquad (121)$$

$$\int_0^\beta f^2 G_z(f)\,df = \frac{w_0}{(2\pi t_0)^3 \gamma^2} \int_0^{2\pi t_0 \beta} \frac{x^2 (4x^2+1)\,dx}{(x^2+1)^2} =$$

$$= \frac{w_0}{(2\pi t_0)^3 \gamma^2} \left[-\frac{1,5\,(2\pi t_0 \beta)^3}{(2\pi t_0 \beta)^2 + 1} + 5,5\,(2\pi t_0 \beta) - 5,5 \operatorname{arctg} 2\pi t_0 \beta \right]. \qquad (122)$$

Из уравнения (85)

$$I=\beta-\bar{\varepsilon}_S=\beta. \tag{123}$$

Следовательно, производя подстановку уравнений (121) и (122) в уравнение (85), получаем

$$\lambda=\frac{1}{2\pi t_0}\left\{\frac{4\,(2\pi t_0\beta)^3+5,5\,(2\pi t_0\beta)-5,5\,[(2\pi t_0\beta)^2+1]\operatorname{arctg}2\pi t_0\beta}{-1,5\,(2\pi t_0\beta)+2,5\,[(2\pi t_0\beta)^2+1]\operatorname{arctg}2\pi t_0\beta}\right\}^{1/2}\times$$
$$\times\exp\left\{\frac{-\pi\beta^2 t_0\gamma^2}{w_0}\cdot\frac{4\pi^2 t_0^2\beta^2+1}{-1,5\,(2\pi t_0\beta)+25\,[(2\pi t_0\beta)^2+1]\operatorname{arctg}2\pi t_0\beta}\right\}. \tag{124}$$

Это выражение стремится к минимуму при $t_0\to\infty$. Поскольку ошибка в установившемся режиме равна нулю, скорость потерь в этом режиме также может быть сделана равной нулю при полосе пропускания сервосистемы, равной нулю. К сожалению, требования переходной характеристики ограничивают верхний предел значений t_0 величиной 1/16,8 *сек*. Если потребовать, чтобы сервосистема следила за квадратичным законом изменения частоты (т. е. за постоянной во времени скоростью изменения ускорения) при значениях $\ddot{f}_d=2a/\lambda$, уравнение (117) преобразуется к виду

$$\bar{\varepsilon}_S=\lim_{s\to 0}\frac{s^3 t_0}{(st_0+1)^2}\,\frac{|\ddot{f}_d|}{s^3}=|\ddot{f}_d|\,t_0^2, \tag{125}$$

а уравнение (123) будет иметь следующий вид:

$$I=\beta-\bar{\varepsilon}_S=\beta-|\ddot{f}_d|\,t_0^2. \tag{126}$$

Если $t_0\beta\gg 1$, уравнение (85) стремится к приближенному выражению

$$\lambda=\frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{4\beta}{2,5t_0}}\exp\left[\frac{-0,8t_0\gamma^2}{\omega_0}\,(\beta-|\ddot{f}_d|\,t_0^2)^2\right]. \tag{127}$$

Определив значение t_0, обеспечивающее минимальную величину скорости потерь (т. е. находя максимум функции, стоящей в показателе экспоненты в зависимости от t_0), получаем

$$-2t_0\,(\beta-|\ddot{f}_d|\,t_0^2)\,(2t_0\,|\ddot{f}_d|)+(\beta-|\ddot{f}_d|\,t_0^2)^2=0$$

или

$$t_0=\sqrt{\frac{\beta}{5\,|\ddot{f}_d|}}. \tag{128}$$

Поэтому в рассматриваемом случае оптимальное смещение в установившемся режиме будет равно $\beta/5$. Если $|\ddot{f}_d|=0$, то, как и предполагалось вначале, $t_0\to\infty$. При этом $\beta t_0\gg 1$ и для этого случая будет

совершенно справедливо уравнение (127). Получаемое в этом случае отношение сигнал/шум будет равно

$$\gamma^2 \approx \frac{w_0}{0{,}8t_0\beta^2}\ln\frac{1}{\pi\lambda}\sqrt{\frac{1{,}6\beta}{t_0}}. \qquad (129)$$

Из уравнения (108) $w_0 = 6{,}6\cdot 10^3/4\pi^2$ *гц²/гц*. Пусть $t_0 = 1/16{,}8$; $\lambda = 0{,}01$; $\beta = 1000$ *гц*, тогда

$$\gamma^2 = \frac{6{,}6\cdot 10^3\,(16{,}8)}{4\pi^2\,[0{,}8\,(10)^6]}\ln\frac{1}{0{,}01\pi}\sqrt{1{,}6\cdot 10^3\,(16{,}8)} = 0{,}00285;$$

$$\gamma = 0{,}0535 = -25\ \textit{дб}.$$

Следует отметить весьма значительное улучшение отношения сигнал/шум (18 *дб*), получаемое при использовании двухзвенной интегрирующей цепочки. Принципиальная причина такого улучшения заключается в возможности использования больших значений постоянной времени, обеспечивающих сопровождение цели, двигающейся с постоянным ускорением.

ЛИТЕРАТУРА

1. Rice S. O., «Mathematical Analysis of Random Noise», from Noise and Stochastic Processes, by Wax, Dover 1954, p. 193.
2. Lawson, Uhlenbeck, «Threshold Signals», MIT Rad. Lab. Series, Vol. 24, McGraw-Hill, p. 374; перевод с английского см. Лоусон, Уленбек, Пороговые сигналы, «Советское Радио», 1952 г.

ТЕОРИЯ СКАНИРОВАНИЯ ДЛЯ СИНХРОНИЗАЦИИ ПО ЧАСТОТЕ И ВРЕМЕНИ[1])

Хэтчер

Приемное устройство линии связи, находящейся под воздействием дестабилизирующих факторов, должно путем сканирования установить положение сигнала передатчика в некоторой области на плоскости «частота — время». Предлагается метод анализа качества сканирующих схем при известных статистических свойствах сигнала и помехи и результирующих функциях вероятности. Мерой качества является вероятность синхронизации приходящим сигналом. Рассматриваются также критерии поиска при сканировании.

ВВЕДЕНИЕ

При передаче информации между двумя быстродвижущимися космическими объектами или между космическим кораблем и наземной станцией всегда существует некоторое различие по частоте и времени между ожидаемым и принимаемым сигналами, возникающее вследствие нестабильности аппаратуры, эффекта Допплера и других внешних причин.

Если сигнал передан в момент t_0 на частоте f_0, то в приемнике он появляется в момент t_r на некоторой другой частоте f_r. Разницу между временами передачи и приема обозначим T_d, а разницу частот — f_d. Тогда

$$t_r = t_0 + T_d, \tag{1}$$

$$f_r = f_0 + f_d. \tag{2}$$

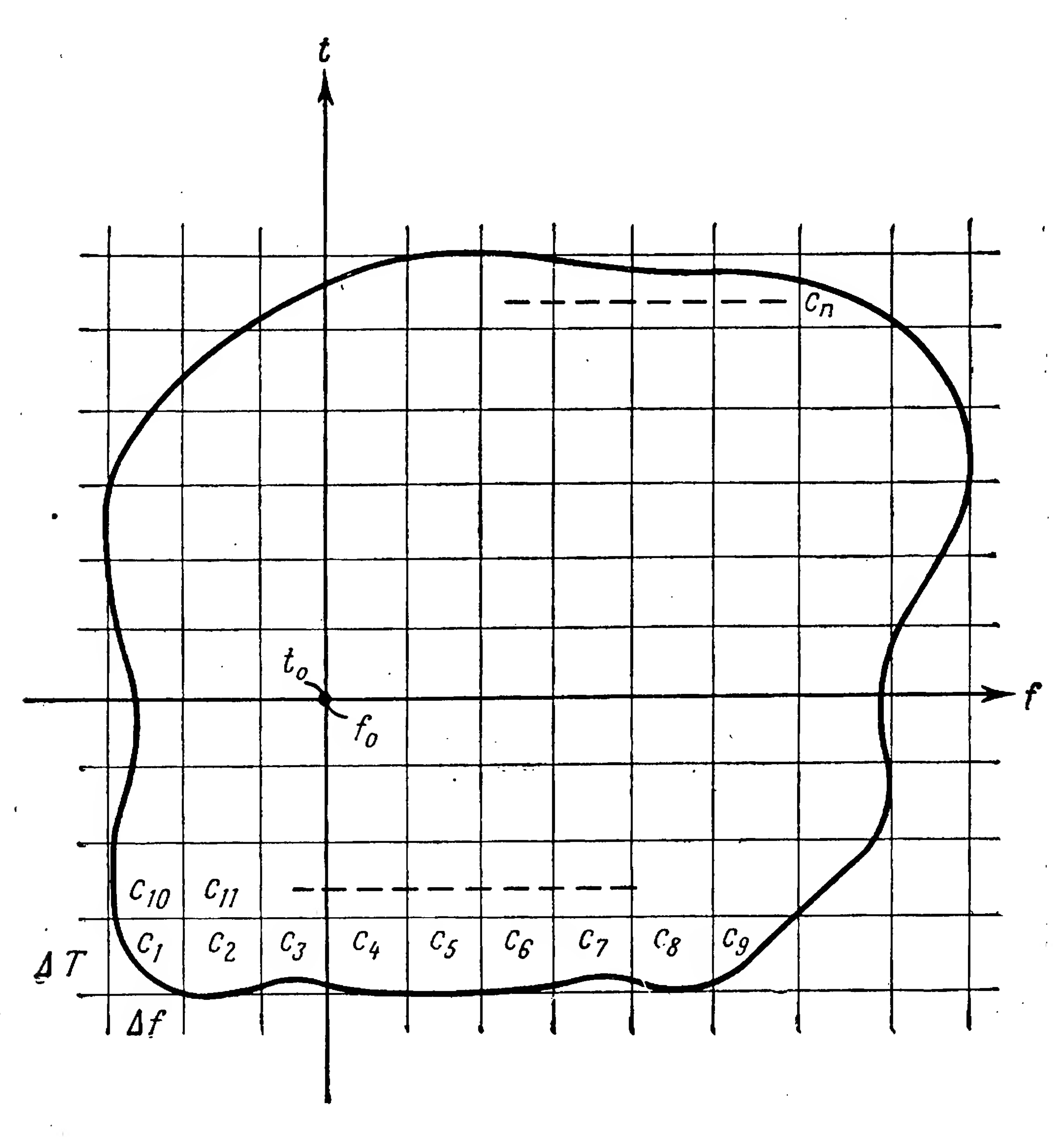
Величины T_d и f_d могут быть как положительными, так и отрицательными в зависимости от определяющих условий; они непрерывно изменяются в соответствии с изменением относительного положения приемника и передатчика. Для заданной системы вариации T_d и f_d могут быть описаны графически на плоскости «частота — время», как показано на фиг. 1. Начало координат соответствует частоте и времени передачи, поэтому возможные вариации T_d и f_d должны находиться в некоторой области, окружающей начало координат.

Вся область неопределенности разделена на клетки, обозначенные $c_1, c_2, c_3, c_4, \ldots, c_r, \ldots, c_j, \ldots, c_n$. Клетку, содержащую частоту f_r и время t_r, обозначим c_r. Вариации частоты и времени определяют

---

1) Hatcher J. L., Ballistic Missile and Space Technology, I, N. Y., Lnd., 1960, p. 409—432.

форму и расположение области неопределенности на плоскости «частота — время». Эти вариации могут быть найдены на основе изучения условий задачи: возможных орбит, скоростей, составляющих нестабильности, и т. д. Область неопределенности может не содержать начала координат. Это означает, что приемник никогда не примет сигнала во время передачи на частоте передающего устройства.



Фиг. 1. Область неопределенности частоты и времени.

Синхронизации по частоте и времени можно достичь в линии связи путем сканирования по области неопределенности (фиг. 1). Это может быть выполнено как путем качания частоты и времени передачи, так и просмотром различных участков по частоте и времени при приеме. В зависимости от того, где происходит сканирование, область неопределенности может быть названа областью неопределенности передачи или областью неопределенности приема. Для последующего анализа предположим, что процесс сканирования имеет место в приемном устройстве. Если не ожидается никаких отклонений частоты или времени приема сигнала, то область неопределенности превращается в прямую линию, а клетки становятся

отрезками этой линии, но и в этом случае рассматриваемый метод анализа остается пригодным.

Передаваемый сигнал может быть представлен положительными и отрицательными отрезками псевдослучайной последовательности $x(t)$ или каким-либо другим видом сигнала, подобного шуму. Отметим, что положительный сигнал $S_1(t)$ создает за время усреднения положительное напряжение на выходе детектора, а отрицательный сигнал $S_2(t)$ — отрицательное.

При анализе процесса сканирования допустим, что детектирование когерентное, а за меру качества примем вероятность обеспечения синхронизации. Метод определения этого параметра проиллюстрируем двумя примерами.

Так как сигнал не может иметь места во всех клетках области фиг. 1, то для принятия решения о наличии сигнала должен быть использован некоторый пороговый или опорный уровень. Решение для каждой ячейки принимается в зависимости от того, превышает или нет сигнал на выходе детектора за время усреднения этот порог.

ПРОСТОЕ СКАНИРОВАНИЕ

Простейший процесс сканирования заключается в последовательном переходе от одной клетки к следующей до тех пор, пока все клетки не будут просмотрены или пока на выходе детектора не появится сигнал. Допустим, существует только одна клетка c_r, при попадании на которую может появиться сигнал на выходе детектора. Во всех остальных клетках выходное напряжение детектора вызывается шумами. Под выходным напряжением детектора будем подразумевать напряжение, превышающее пороговое.

Введем следующие определения вероятностей:

$P_j(e)$ — вероятность наличия шума на выходе детектора в клетке c_j;

$P_j(c)$ — вероятность отсутствия шума на выходе детектора клетки c_j; очевидно, что $P_j(c)=1-P_j(e)$;

$P_r(c)$ — вероятность правильного обнаружения сигнала в клетке c_r в процессе сканирования;

$P_r(e)$ — вероятность необнаружения сигнала в ячейке c_r; очевидно, что $P_r(c)=1-P_r(e)$;

$P(s)$ — вероятность обеспечения синхронизации.

Этими определениями мы воспользуемся в дальнейшем при рассмотрении функций распределения.

Вероятность отсутствия шума на выходе детектора для любой клетки, предшествующей c_r:

$$P_t(c)=\prod_{j=1}^{r-1} P_j(c). \tag{3}$$

$P_j(c)$ имеет нормальное распределение для всех клеток, кроме случая, когда в отдельных клетках ожидается присутствие какого-либо мешающего (забивающего) сигнала или шума. Предположим, что имеет место нормальное распределение $P_j(c)$. Тогда уравнение (3) принимает вид

$$P_t(c) = [P_j(c)]^{r-1}. \quad (4)$$

Вероятность наличия синхронизации является произведением уравнения (4) и $P_r(c)$:

$$P(s) = P_t(c) P_r(c) = P_r(c) [P_j(c)]^{r-1}. \quad (5)$$

В этом уравнении предполагается, что в процессе сканирования мы достигаем клетки c_r. Выполнение или невыполнение этого процесса зависит от времени сканирования T. Поэтому вероятность синхронизации может быть выражена в виде функции времени сканирования.

Время сканирования измеряется числом интервалов наблюдения ΔT. Например, время сканирования T_i соответствует i-му интервалу наблюдения, т. е. с начала процесса сканирования прошло время $i\Delta T$.

При простом сканировании обзор клетки c_i происходит во время сканирования T_i. Кроме того, имеется некоторая вероятность того, что сигнал к моменту T_i уже прошел через положение c_i на плоскости неопределенности приема. Эта вероятность $P_i(\beta)$ будет выражена в дальнейшем в виде кривой распределения. Для T_n (и для c_n) вероятность $P_i(\beta)$ равна единице.

Вероятность синхронизации как функция времени сканирования $P_s(T_i)$ является произведением вероятности того, что сигнал уже прошел, и вероятности правильного обнаружения сигнала. Используя уравнение (5) и величину $P_i(\beta)$, получим

$$P_s(T_i) = P_i(\beta) P_r(c) [P_j(c)]^{i-1} \quad (1 \leqslant i \leqslant n). \quad (6)$$

Это уравнение может быть решено, если определены $P_i(\beta)$, $P_r(c)$ и $P_j(c)$.

СЛОЖНОЕ СКАНИРОВАНИЕ

При простом сканировании мы движемся от одной клетки к другой до тех пор, пока не будет обнаружен сигнал на выходе детектора. Ограничивающим фактором для вероятности наличия синхронизации является вероятность появления помехи в одной из клеток, предшествующей клетке C_r, содержащей сигнал. Для улучшения качества работы следует использовать более сложную процедуру сканирования. При этом, конечно, возрастает и сложность анализа. Чтобы яснее представить себе метод анализа в более сложной ситуа-

ции, следует выбрать конкретный пример и вывести для него уравнение вероятности наличия синхронизации.

Если в процессе сканирования обнаруживается выходное напряжение в какой-либо клетке c_d, то прежде чем перейти к следующей клетке, следует остановиться и дополнительно просмотреть k раз клетку c_d, чтобы убедиться, что это выходное напряжение создается сигналом, а не помехой. Если выходное напряжение обнаруживается в клетке c_d в большинстве $k+1$ интервалов наблюдения, то принимается решение, что сигнал присутствует в этой клетке, и сканирование прекращается. Если обнаружение выходного напряжения имеет место в меньшинстве интервалов, то устанавливается факт отсутствия сигнала, и сканирование продолжается. Введение дополнительного времени наблюдения приводит к увеличению общего времени, необходимого для сканирования. Такова цена этого усовершенствования.

Предположим, что выходное напряжение обнаруживается в клетке c_d, расположенной в цикле сканирования раньше истинного положения сигнала, и допустим, что k — четное число. Вероятность того, что в процессе сканирования будет принято ошибочное решение о наличии сигнала в клетке c_d, после того как произошло первоначальное обнаружение, равна вероятности того, что выходное напряжение будет обнаружено $k/2$ раз из k дополнительных интервалов наблюдения. Это равносильно тому, что сигнал обнаруживается в большинстве из $k+1$ интервалов наблюдения клетки c_d.

Эта вероятность $P_d(e)$ выражается следующим образом:

$$P_d(e) = [P_j(e)]^{k/2}. \tag{7}$$

Вероятность обнаружения выходного напряжения раньше клетки c_r может быть получена из уравнения (4):

$$P_t(e) = 1 - P_t(c) = 1 - [P_j(c)]^{r-1}. \tag{8}$$

Сравнение с выражением (7) дает новую вероятность ошибочного решения до клетки c_r:

$$P_b(e) = P_d(e)\,P_t(e) = [P_j(e)]^{k/2}(1 - [P_j(c)]^{r-1}). \tag{9}$$

Выражение (9) позволяет определить вероятность правильного решения в клетке c_r:

$$P_b(c) = 1 - P_b(e) = 1 - [P_j(e)]^{k/2}(1 - [P_j(c)]^{r-1}). \tag{10}$$

Вероятность правильного обнаружения сигнала в клетке c_r при наблюдении равна $P_r(c)$. Вероятность неправильного решения в $k/2$ из k интервалов наблюдения после первого наблюдения равна

$$P_f(e) = [P_r(e)]^{k/2}. \tag{11}$$

Вероятность того, что неправильное решение не будет принято после первоначального обнаружения

$$P_f(c) = 1 - P_f(e) = 1 - [P_r(e)]^{k/2}. \qquad (12)$$

Произведение этого уравнения и $P_r(c)$ дает вероятность правильного решения в клетке c_r

$$P'_r(c) = P_r(c)\{1 - [P_r(e)]^{k/2}\}. \qquad (13)$$

Вероятность обеспечения синхронизации при такой схеме сканирования

$$P_0(s) = P_b(c)\, P'_r(c), \qquad (14)$$

$$P_0(s) = \{1 - [P_j(e)]^{k/2}(1 - [P_j(e)]^{r-1})\}\{[P_r(c)](1 - [P_r(e)]^{k/2})\}. \quad (14а)$$

Возможно, конечно, что выходное напряжение будет обнаружено в нескольких клетках, находящихся в цикле сканирования раньше c_r. Однако можно выбрать величину k таким образом, чтобы, несмотря на наличие таких случаев, вероятность правильного решения во всех клетках до c_r была настолько близка к единице, насколько это необходимо. Поэтому все члены, содержащие k в уравнении (14), могут быть сделаны сколь угодно малыми, и останется только

$$P_0(s) = P_r(c). \qquad (15)$$

В этом уравнении опять предполагается, что мы достигли клетки c_r в процессе сканирования. В этом случае вероятность того, что клетка c_r будет достигнута за некоторое время T_i, отличается от вероятности прохождения через c_r в тот же момент времени в случае простого сканирования, так как в момент T_i обзор необязательно должен производиться в клетке c_i. Он может иметь место в клетках c_{i-1}, c_{i-2} и т. д.

Допустим, что $P_i(p)$ — вероятность того, что сигнал проходил во время сканирования T_i. Вероятность того, что сигнал, если он проходил, был обнаружен правильно, равна $P_0(s)$ [уравнения (14а) или (15)]. Таким образом, вероятность обеспечения синхронизации является функцией времени сканирования, т. е.

$$P_s(T_i) = P_i(p)\, P_0(s). \qquad (16)$$

Теперь допустим, что значение k в уравнении (14а) достаточно велико для уверенного решения вызывается ли обнаруженное выходное напряжение сигналом или является ложным. В этом случае $P_0(s)$ постоянно для всех значений T_i и определяется только уравнением (15). Член $P_i(p)$, единственно зависящий от T_i, будет проанализирован в дальнейшем.

Рассмотрим время сканирования T_i, являющееся произведением i на ΔT. Пусть i меньше общего числа клеток n. В момент T_i должен происходить обзор клетки c_i. Однако весьма вероятно, что этого не

произойдет в силу возможности появления помехи где-то раньше клетки c_i. В этом случае процесс сканирования приостанавливается и k раз производятся дополнительные наблюдения в той ячейке, в которой обнаружено выходное напряжение. В результате возникает задержка, вследствие которой в момент T_i обзор происходит в клетке c_{i-h}. Следовательно, при сканировании для каждой клетки существуют некоторые вероятности того, что обзор в ней происходит в данный момент времени. Эти вероятности могут быть определены следующим образом:

$P_i(\alpha)$ — вероятность того, что в момент T_i имеет место обзор клетки c_i;

$P_{i-1}(\alpha)$ — вероятность того, что в момент T_i имеет место обзор клетки c_{i-1};

$P_{i-2}(\alpha)$ — вероятность того, что в момент T_i имеет место обзор клетки c_{i-2}, и т. д.;

. . . .

$P_{i-h}(\alpha)$ — вероятность того, что в момент T_i имеет место обзор клетки c_{i-h} и т. д.;

. . . .

$P_1(\alpha)$ — вероятность того, что в момент T_i имеет место обзор клетки c_1.

Сумма этих вероятностей всегда должна быть равна 1, так как если в момент T_i обзор не происходит в клетке c_i, то он обязательно должен иметь место в какой-либо клетке, предшествующей c_i,

$$\sum_{h=0}^{i+1} P_{i-h}(\alpha) = 1. \qquad (17)$$

Наконец, если в момент T_i происходит обзор клетки c_i, то существует вероятность того, что сигнал прошел положение c_i в области неопределенности приема. Аналогично такая же вероятность будет связана с клеткой c_{i-1}, если в момент T_i имеет место обзор клетки c_{i-1}. Это относится ко всем клеткам вплоть до c_1. Эти вероятности обозначим $P_i(\beta)$, $P_{i-1}(\beta)$, $P_{1-2}(\beta)$, ..., $P_{i-h}(\beta)$, ..., $P_1(\beta)$.

Вероятность совпадения событий α и β для клетки c_i равна произведению вероятностей $P_i(\alpha)$ и $P_i(\beta)$; для клетки c_{i-1} — произведению $P_{i-1}(\alpha)$ и $P_{i-1}(\beta)$ и т. д. Эти произведения определяют вероятности того, что для данной клетки происходит обзор в момент T_1 и что сигнал прошел это положение, т. е.

$$P_{i-h}(\gamma) = P_{i-h}(\alpha)\, P_{i-h}(\beta). \qquad (18)$$

Общая вероятность прохождения сигнала в момент T_1 равна сумме $P_{i-h}(\gamma)$

$$P_i(p) = \sum_{h=0}^{i+1} P_{1-h}(\gamma). \qquad (19)$$

Вероятность синхронизации как функция времени сканирования в этом случае

$$P_s(T_i)=P_0(s)\sum_{h=0}^{i+1}P_{i-h}(\gamma). \qquad (20)$$

Теперь осталось определить $P_{i-h}(\gamma)$, а для этого достаточно найти $P_{i-h}(\alpha)$, так как $P_{i-h}(\beta)$ определяется непосредственно из функции распределения вероятности положения сигнала на плоскости неопределенности приема.

Снова рассмотрим время сканирования T_i, где i меньше или равно общему числу клеток n.

Вероятность того, что в момент T_i происходит обзор клетки c_i, — это вероятность отсутствия помех до клетки c_i, т. е.

$$P_i(\alpha)=[P_j(c)]^{i-1}. \qquad (21)$$

Вероятность того, что в момент T_i обзор имеет место в клетке c_{i-1}, — это произведение вероятности отсутствия помех до клетки c_{i-1} на вероятность появления помехи в клетке c_{i-1}

$$P_{i-1}(\alpha)=[P_j(c)]^{i-2}[P_j(e)]. \qquad (22)$$

Аналогично вероятность того, что в момент T_1 обзор происходит в клетке c_{i-2}, равна произведению вероятности отсутствия помехи до клетки c_{i-2} на вероятность появления помехи в клетке c_{i-2}, т. е.

$$P_{i-2}(\alpha)=[P_j(c)]^{i-3}[P_j(e)]. \qquad (23)$$

Так можно продолжать до c_{i-k}. (Напомним, что k — число дополнительно производимых наблюдений для клетки, в которой обнаруживается выходное напряжение.) Если в момент T_i имеет место обзор в клетке c_{i-k}, это означает, что выходное напряжение было обнаружено в какой-либо клетке до c_{i-k} или в самой клетке c_{i-k}. Вероятность этого события является вероятностью появления сигнала в одной из этих клеток. Основное соотношение, используемое для выражения такой вероятности,

$$P(E_1+E_2+\ldots+E_{i-k})=S_1-S_2+S_3-S_4+\ldots$$
$$\ldots+(-1)^{i-k-1}S_{i-k}, \qquad (24)$$

где

$$\left.\begin{aligned} S_1&=\sum P(E_i)\\ S_2&=\sum P(E_i, E_j)\\ S_3&=\sum P(E_i, E_j, E_g)\\ &\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\ S_{i-k}&=\sum P(E_1, E_2, E_3, \ldots, E_{i-k}). \end{aligned}\right\} \qquad (24a)$$

Обозначения $P(E_i, E_j, E_g)$ и т. д. представляют собой вероятности наличия всех событий, указанных в скобках.

В рассматриваемом случае

$$P(E_1) = P(E_2) = \ldots = P(E_{i-k}) = P_j(e), \tag{25}$$

т. е.

$$\left.\begin{array}{l} S_1 = (i-k)\,P(E_i) \\ S_2 = \binom{i-k}{2}[P(E_i)]^2 \\ S_3 = \binom{i-k}{3}[P(E_i)]^3 \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ S_{i-k} = [P(E_i)]^{i-k} \end{array}\right\}. \tag{24б}$$

Символ $\binom{i-k}{q}$ означает число сочетаний из $(i-k)$ по q, имевших место за это время, и выражается следующим образом:

$$\binom{i-k}{q} = \frac{(i-k)!}{q!\,(i-k-q)!}\,. \tag{26}$$

Используя приведенные выше соотношения для случая $P_{i-k}(\alpha)$, получим

$$P_{i-k}(\alpha) = (i-k)\,P_j(e) - \frac{(1-k)!}{2!\,(i-k-2)!}[P_j(e)]^2 + \\ + \frac{(i-k)!}{3!\,(i-k-3)!}[P_j(e)]^3 \ldots \tag{27}$$

Представим это выражение в виде суммы

$$P_{i-k}(\alpha) = \sum_{q=1}^{i-k} \frac{(i-k)!\,[P_j(e)]^q}{q!\,(i-k-q)!}(-1)^{q+1}. \tag{28}$$

Далее, вероятность того, что в момент T_i имеет место обзор клетки c_{i-k-1}, — это вероятность появления выходного напряжения ранее c_{i-k-1}, умноженная на вероятность его появления в клетке c_{i-k-1}

$$P_{i-k-1}(\alpha) = P_j(e) \sum_{q=1}^{i-k-2} (-1)^{q+1} \frac{(i-k-2)!\,[P_j(e)]^q}{q!\,(i-k-q-2)!}\,. \tag{29}$$

Для $P_{i-k-2}(\alpha)$ фактор суммирования изменяется до $i-k-3$. Таким образом можно продолжать до c_{i-2k}. В последнем случае

$$P_{i-2k}(\alpha) = \left[\sum_{q=1}^{i-2k} (-1)^{q+1} \frac{(i-2k)!\,[P_j(e)]^q}{q!\,(i-2k-q)!}\right]^2. \tag{30}$$

По такому образцу можно записать уравнения для любого случая $i \leqslant n$.

Рассмотрим случаи, когда $i > n$. Выразим i через n и k

$$i = n + mk + g \qquad (q < k). \tag{31}$$

Для любого T_i, большего T_n, вероятность того, что в момент T_i происходит обзор клетки c_n, выражается следующим образом:

$$P_n(\alpha) = 1 - \left[\sum_{q=1}^{n-1} (-1)^{q+1} \frac{(n-1)!\,[P_j(e)]^q}{q!\,(n-1-q)!} \right]^{m+1}. \tag{32}$$

Это вероятность того, что до клетки c_n было не более $m+1$ выходных напряжений, созданных помехами. Вероятности, относящиеся к клеткам, предшествующим c_n, могут быть получены путем, подобным использованному в случае $T_i < T_n$. Исходя из этого, можно представить вероятность обеспечения синхронизации как функцию времени сканирования в виде ряда более простых вероятностей, каждую из которых легко подсчитать. Основное уравнение имеет следующий вид:

$$P_s(T_i) = P_0(s) \sum_{h=0}^{i+1} P_{i-h}(\gamma) = P_0(s) \sum_{h=0}^{i+1} P_{i-h}(\alpha)\, P_{i-h}(\beta). \tag{20}$$

Член $P_{i-h}(\alpha)$ можно получить из уравнений:

1. Для $T_i \leqslant T_n$, n — целое число.

При $h = 0$:

$$P_{i-h}(\alpha) = P_i(\alpha) = [P_j(c)]^{i-1}. \tag{21}$$

При $h = ak$, где a — целое число, большее 0,

$$P_{i-h}(\alpha) = P_{i-ak}(\alpha) = \left[\sum_{q=1}^{i-ak} (-1)^{q+1} \frac{(i-ak)!\,[P_j(e)]^q}{q!\,(i-ak-q)!} \right]^a \qquad (a \neq 0). \tag{33}$$

При $h = ak + u$, где a — целое число, большее 0, а $u < k$,

$$P_{i-h}(\alpha) = P_{i-ak+u}(\alpha) = P_j(e) \left[\sum_{q=1}^{i-ak-u} (-1)^{q+1} \frac{(i-ak-u)!\,[P_j(e)]^q}{q!\,(i-ak-u-q)!} \right]^a$$

$$(a \neq 0). \tag{34}$$

2. Для $T_i > T_n$ ($i = n + mk + g$, где m — целое число, а $q < k$).

При $h = 0$

$$P_{i-h}(\alpha) = P_n(\alpha) = 1 - \left[\sum_{q=1}^{n-1} (-1)^{q+1} \frac{(n-1)!\,[P_j(e)]^q}{q!\,(n-1-q)!} \right]^{m+1}. \tag{32}$$

При $h = n - ak - u$, $u < g$

$$P_{i-h}(\alpha) = P_{n-ak-u}(\alpha) = P_j(e) \left[\sum_{q=1}^{n-ak-u} (-1)^{q+1} \frac{(n-ak-u)!\,[P_j(e)]^q}{q!\,(n-ak-u-q)!} \right]^{m+a}. \tag{35}$$

При $h = n - ak - u, \ u = g$

$$P_{i-h}(\alpha) = P_{n-ak-u}(\alpha) = \left[\sum_{q=1}^{n-ak-u} (-1)^{q+1} \frac{(n-ak-u)!\,[P_j(e)]^q}{q!\,(n-ak-n-q)!} \right]^{m+a+1}. \quad (36)$$

При $h = n - ak - u, \ u > g$

$$P_{i-h}(\alpha) = P_{n-ak-u}(\alpha) =$$

$$= P_j(\alpha) \left[\sum_{q=1}^{n-ak-u} (-1)^{q+1} \frac{(n-ak-u)!\,[P_j(e)]^q}{q!\,(n-ak-u-q)!} \right]^{m+a+1}. \quad (37)$$

Из этих уравнений может быть получена кривая зависимости вероятности обеспечения синхронизации от времени сканирования. Для большинства случаев, имеющих место на практике, наибольший интерес представляет часть этой кривой, где $T_i > T_n$.

Заметим, что для больших величин времени сканирования ($i \gg n$) член m в уравнении (32) становится большим и $P_n(\alpha)$ стремится к единице. Поскольку $P_n(\beta)$ равна единице по определению, то и произведение $P_n(\alpha) \cdot P_n(\beta) = P_n(\gamma)$ также стремится к единице. Это значит, что вероятность синхронизации при больших величинах времени сканирования стремится к $P_r(c)$, как к асимптоте. Это очевидно из уравнения (20), где $P_0(s) = P_r(c)$.

Чтобы решить уравнение (20), нужно определить значения $P_j(e)$, $P_j(c)$, $P_0(s)$ и $P_{i-h}(\beta)$. Первые три члена зависят от критерия обнаружения и должны быть определены на основании анализа этого критерия. Последний член $P_{i-h}(\beta)$ зависит от распределения вероятности появления сигнала на плоскости неопределенности приема.

Если появление сигнала в какой-либо клетке в конкретных условиях приема более вероятно, чем в других, то вероятность его появления в каждой клетке может быть выражена распределением вероятности, как функции номера клетки. Вероятность появления сигнала в момент, когда обзор происходит в данной клетке,— это интеграл от функции распределения, взятый до данной клетки

$$P_i(\beta) = \frac{1}{n} \int_0^i P_s(I)\,dI, \quad (38)$$

$$P_{i-h}(\beta) = \frac{1}{n} \int_0^{i-h} P_s(I)\,dI. \quad (39)$$

Здесь I — номер ячейки (переменная величина), а i — номер конкретной клетки. Если сигнал равновероятен во всех клетках, то распределение является постоянной величиной на всей плоскости

неопределенности приема, т. е.

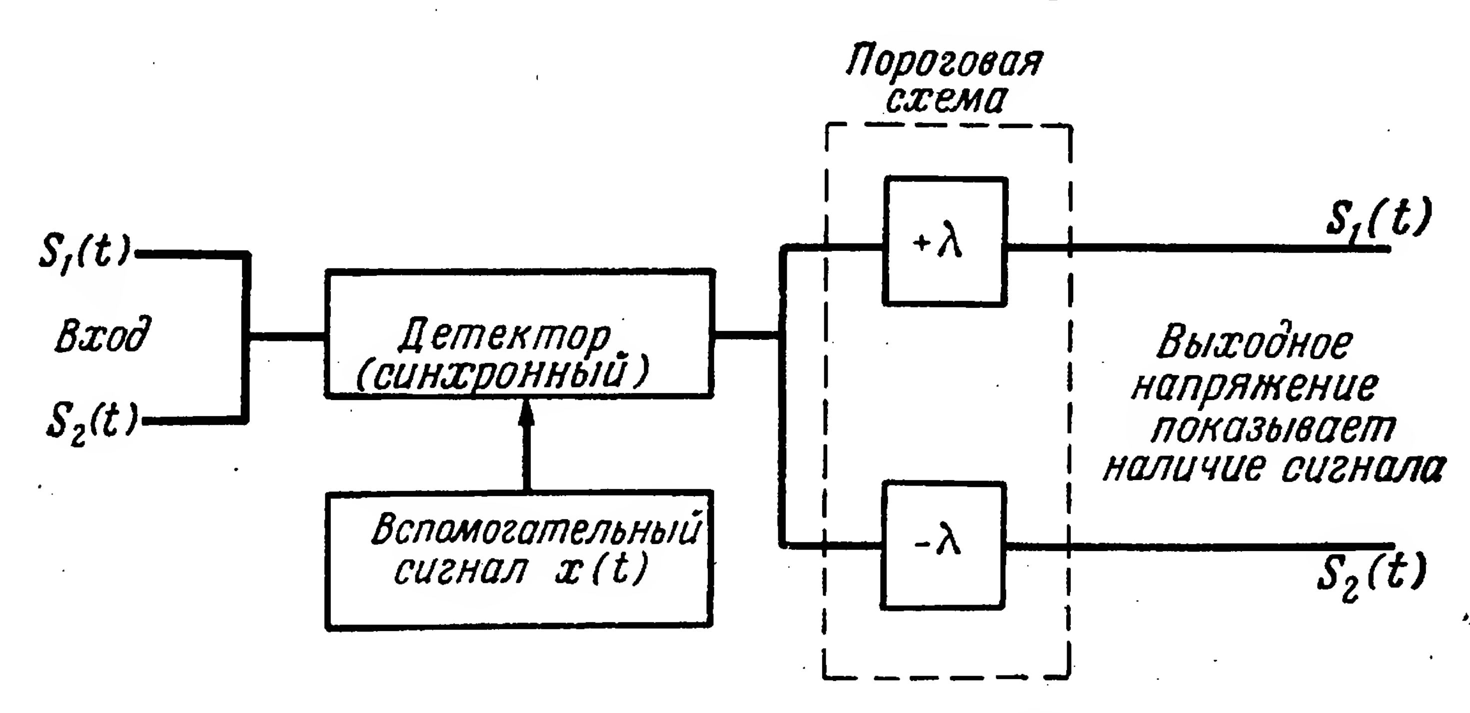
$$P_{i-h}(\beta) = \frac{i-h}{h}. \qquad (40)$$

Это, с одной стороны, самый простой, но, с другой — самый трудный случай, так как если в какой-либо клетке сигнал более вероятен, то именно с этой клетки можно начинать процесс сканирования, переходя затем к следующей клетке, в которой наиболее вероятно появление сигнала, и т. д. Вероятность приема сигнала в этом случае значительно возрастает.

Способом, подобным описанному, может быть проведен анализ различных схем сканирования. Полученные уравнения могут отличаться от приведенных, но основной подход остается неизменным.

ДВУХПОРОГОВОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ

В каждом интервале наблюдения схема обнаружения рассматривает выходное напряжение синхронного детектора и принимает решение, является ли это напряжение сигналом. Критерием для решения является превышение выходным напряжением некоторого



Фиг. 2. Схема двухпорогового обнаружения.

порогового уровня. Если при сканировании используется как положительный, так и отрицательный сигналы, то использование отрицательного и положительного пороговых уровней позволяет не только определять, существует ли сигнал, но и показывает, какой именно сигнал имеет место. При использовании двух пороговых уровней возрастает вероятность ошибки, однако имеется преимущество, заключающееся в возможности синхронизации по любой последовательности сигналов. Если синхронизация почему-либо нарушается, то схема может быть построена таким образом, что процесс сканирования автоматически начнется снова для восстановления синхронизации, независимо от переданных сигналов.

Процесс двухпорогового обнаружения поясняется схемой, приведенной на фиг. 2, где для симметричного канала, в котором апри-

орные вероятности появления сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ одинаковы, установлены два пороговых уровня λ, равноотстоящих от нуля.

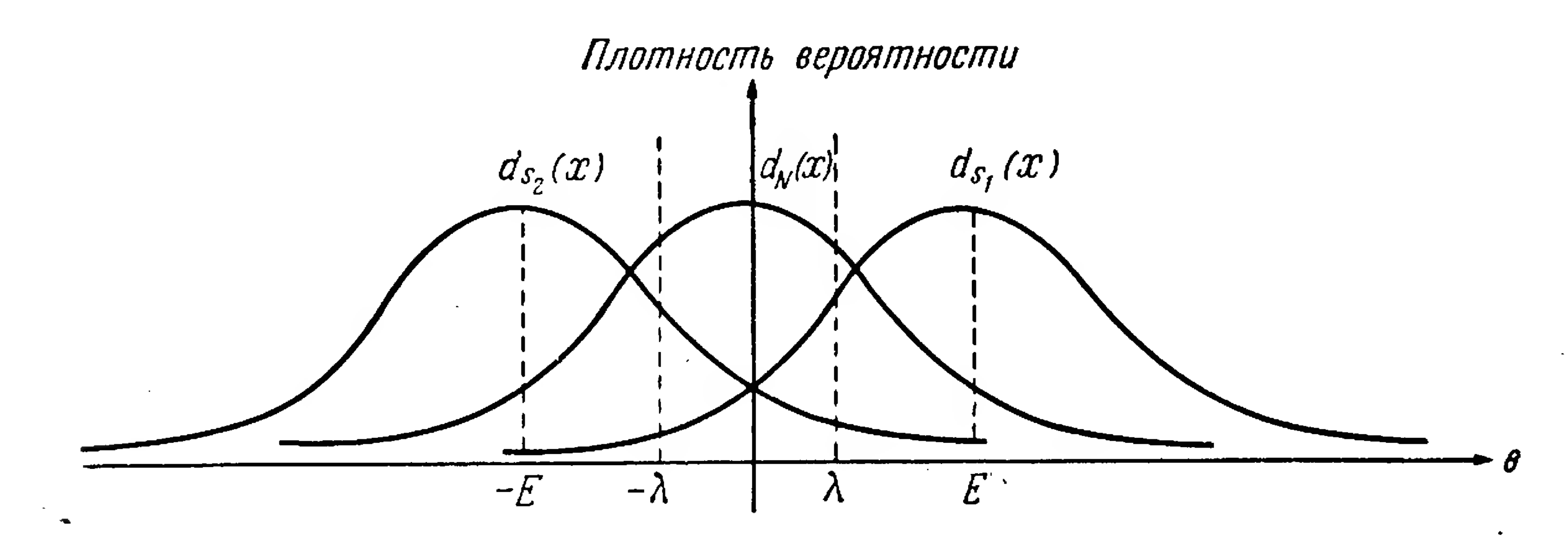
Функции распределения вероятности для шума и двух возможных видов сигналов показаны на фиг. 3. Это гауссовы кривые, но они могут быть любыми в зависимости от шумовых характеристик:

$d_N(x)$ — функция плотности вероятности шума при отсутствии сигнала;

$d_{s_1}(x)$ — функция плотности вероятности сигнала $S_1(t)$ при передаче этого сигнала;

$d_{s_2}(x)$ — функция плотности вероятности сигнала $S_2(t)$ при передаче этого сигнала.

Напряжения E и $-E$ — положительное и отрицательное максимальные значения напряжений на выходе синхронного детектора, соответствующие сигналам $S_1(t)$ и $S_2(t)$. Величина E соответствует



Фиг. 3. Функции плотности вероятности.

коэффициенту корреляции сигналов и пропорциональна их энергии (одинаковой для обоих сигналов). После того как синхронизация обеспечена, $\lambda=0$ и $d_N(x)$ не имеет места, так как на выходе будет существовать либо один, либо другой сигнал.

Вероятности $P_j(e)$, $P_j(c)$ и $P_0(s)$ могут быть непосредственно определены из функции распределения фиг. 3. Предполагается, что распределение не зависит от номера ячейки. Член $P_j(c)$ представляет вероятность того, что шум не попадает на выход при отсутствии сигнала; он определяется следующим выражением:

$$P_j(c) = \int_{-\lambda}^{\lambda} d_N(x)\,dx. \tag{41}$$

Вероятность того, что шум может вызвать ошибочное решение, равна дополнению к $P_j(c)$

$$P_j(e) = 1 - P_j(c) = 1 - \int_{-\lambda}^{\lambda} d_N(x)\,dx. \tag{42}$$

Это выражение можно преобразовать следующим образом:

$$P_j(e) = \int_{-\infty}^{-\lambda} d_N(x)\,dx + \int_{\lambda}^{\infty} d_N(x)\,dx. \qquad (42a)$$

Можно показать, что вероятность синхронизации $P_0(s)$ в случае сложного сканирования равна $P_r(c)$ или вероятности правильного обнаружения сигнала в клетке c_r, если он в ней появляется. Это вероятность того, что передаваемый сигнал превышает порог соответствующей полярности

$$P_0(s) = P_r(c) = \int_{-\infty}^{-\lambda} d_{s_2}(x)\,dx = \int_{+\lambda}^{\infty} d_{s_1}(x)\,dx. \qquad (43)$$

Мы предполагали выше, что сигнал на выходе детектора имеет место только в клетке c_r. Теперь предположим, что сигнал действует на линии раздела клеток c_r и c_{r-1}. Выходное напряжение, вызываемое сигналом на выходе детектора, для обеих клеток будет одинаковым, так как при сканировании мы смотрим в центр каждой клетки. В результате величина E значительно снижается до некоторого другого значения E'. При этом, однако, появляется возможность обнаружения как в клетке c_r, так и в клетке c_{r-1}. Если клетки достаточно малы, то выигрыш в вероятности обнаружения сигнала, находящегося между двумя клетками, оказывается больше проигрыша, вызванного уменьшением E до E'. Следовательно, размеры ячейки должны быть выбраны таким образом, чтобы в случае, когда сигнал действует на границе клетки c_r, вероятность его обнаружения в соседней клетке была не хуже, чем вероятность его правильного определения в случае, когда он действует в центре клетки c_r. Если это имеет место, можно использовать первоначальное допущение и уравнение (43) останется справедливым.

ОДНОПОРОГОВОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ

Использование только одного порога в процессе обнаружения позволяет осуществлять сканирование по сигналу одного знака. При этом возрастает вероятность синхронизации, но появляется недостаток — синхронизация не может иметь места при передаче регулярной информации, если это необходимо. Однопороговое обнаружение поясняется схемой, приведенной на фиг. 4, где показано использование положительного сигнала $S_1(t)$.

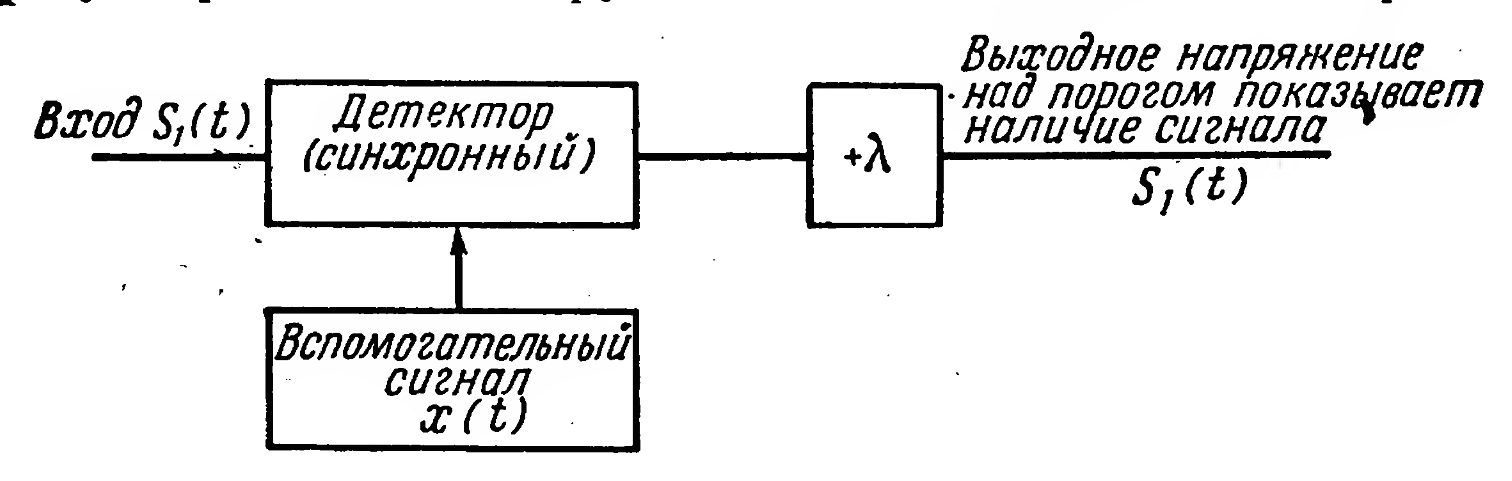
Необходимые вероятности могут быть получены из фиг. 3 таким же образом, как и при двухпороговом обнаружении

$$P_j(c) = \int_{-\lambda}^{\lambda} d_N(x)\,dx, \qquad (44)$$

$$P_j(e) = 1 - P_j(c) = 1 - \int_{-\infty}^{\lambda} d_N(x)\,dx = \int_{\lambda}^{\infty} d_N(x)\,dx, \qquad (45)$$

$$P_0(s) = P_r(c) = \int_{\lambda}^{\infty} d_{s_1}(x)\,dx. \qquad (46)$$

Заметим, что $P_j(c)$ и $P_0(s)$ имеют бо́льшую величину, чем в случае двухпорогового обнаружения, и, следовательно, вероятность



Фиг. 4. Схема однопорогового обнаружения.

синхронизации как функция времени сканирования также имеет бо́льшую величину, как было установлено выше.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОРОГОВОГО УРОВНЯ

При простом сканировании оптимальное значение порогового уровня — это величина, при которой вероятность $P_t(e)$ (вероятность того, что допущена ошибка в одной из клеток, предшествующих клетке c_r) равна $P_r(e)$, т. е. вероятности ошибки в клетке c_r. $P_t(e)$ можно выразить через R — среднее число клеток, просканированных раньше c_r

$$P_t(e) = \sum_{g=1}^{R} (-1)^{g+1} \frac{R!\,[P_j(e)]^g}{g!\,(R-g)!}. \qquad (47)$$

Иначе говоря, число R — это ожидаемая величина распределения $P_s(I)$

$$R = \int_{0}^{n} I P_s(I)\,dI. \qquad (48)$$

При двухпороговом обнаружении вероятность ошибки в каждой клетке равна

$$P_j(e) = 1 - \int_{-\lambda}^{\lambda} d_N(x)\,dx \qquad (42)$$

и

$$P_r(e)=1-\int\limits_{-\infty}^{\lambda} d_{s_2}(x)\,dx=1-\int\limits_{\lambda}^{\infty} d_{s_1}(x)\,dx. \qquad (49)$$

Если функция распределения известна, то λ может быть получена из уравнения

$$\sum_{g=1}^{R}(-1)^{g+1}\frac{R!\left[1-\int\limits_{-\lambda}^{\lambda} d_N(x)\,dx\right]^g}{g!\,(R-g)!}=1-\int\limits_{\infty}^{-\lambda} d_{s_2}(x)\,dx. \qquad (50)$$

При однопороговом обнаружении вероятности $P_j(e)$ и $P_r(e)$ будут иными:

$$P_j(e)=\int\limits_{\lambda}^{\infty} d_N(x)\,dx, \qquad (45)$$

$$P_r(e)=1-\int\limits_{\lambda}^{\infty} d_{s_1}(x)\,dx. \qquad (46)$$

В этом случае величина порогового уровня может быть получена из уравнения

$$\sum_{g=1}^{R}(-1)^{g+1}\frac{R!\left[\int\limits_{\lambda}^{\infty} d_N(x)\,dx\right]^g}{g!\,(R-g)!}=1-\int\limits_{\lambda}^{\infty} d_{s_1}(x)\,dx. \qquad (51)$$

При сложном сканировании пороговые уровни определяются не так просто. Поскольку для просмотра клеток, в которых обнаруживается выходное напряжение, выделяется дополнительное время наблюдения, вероятностью ошибки в клетках, предшествующих клетке c_r, можно пренебречь. Пороговый уровень может быть уменьшен настолько, что величина $P_r(e)$ станет практически равной нулю. Однако при снижении λ выходное напряжение будет появляться в большем числе клеток, предшествующих c_r, и понадобится большее время дополнительного наблюдения при сканировании во всей плоскости неопределенности приема. Этим ставится практическая граница снижению λ, так как общее время сканирования должно находиться в разумных пределах. В этом случае нельзя установить определенного правила для отыскания λ. Его выбор зависит от допустимых времени сканирования и вероятности синхронизации: Между этими факторами должен быть найден компромисс. При выборе λ для конкретных условий каждой системы, по-видимому, наиболее целесообразно пользоваться методом построения кривых.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ процесса сканирования в области частота — время с целью обеспечения синхронизации может быть проведен достаточно точно при использовании статистических свойств сигнала и помехи. Этот анализ достаточно прост даже в тех случаях, когда для улучшения качества работы необходимо сложное сканирование.

Возникающие в процессе обнаружения при сканировании проблемы также поддаются точному анализу, и для каждой конкретной схемы сканирования может быть выбран оптимальный процесс обнаружения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Burington R. S., May D. C., Handbook of Probability and Statistics, Handbook Publishers, Inc., Sandusky, Ohio, 1953.

ДОППЛЕРОВСКИЕ МЕТОДЫ НАВИГАЦИИ С ПОМОЩЬЮ ИСКУССТВЕННЫХ СПУТНИКОВ ЗЕМЛИ[1])

Шпис

Корабль или подводная лодка получает данные, характеризующие положение спутника типа «Транзит» и передаваемые им на постоянной частоте, после чего производит измерение допплеровского сдвига излучаемой частоты, возникающего вследствие движения спутника относительно корабля, и использует эту информацию для расчета собственного местоположения.

В настоящей статье рассматриваются два метода определения местоположения, основанных на априорном знании кинематических соотношений между объектами, входящими в состав навигационной системы. В одном из методов используется интегральный допплеровский сдвиг частоты, измеряемый с большой точностью посредством счета импульсов и требующий относительно небольшого числа вычислительных операций. Точность этого метода зависит главным образом от точности данных, характеризующих орбиту, и точности процесса вычисления.

ВВЕДЕНИЕ

Навигационная задача определения географического местоположения корабля путем использования текущей информации, характеризующей движение искусственного спутника Земли, была успешно решена с помощью спутника типа «Транзит».

Спутник излучает на известной несущей частоте значения параметров собственной орбиты, с помощью которых может быть рассчитано его движение относительно Земли. На корабле производится прием этой информации и измерение допплеровского сдвига излучаемой частоты, возникшего вследствие перемещения спутника относительно корабля. Сдвиг частоты и радиальная составляющая скорости спутника относительно корабля с большой степенью точности пропорциональны друг другу

$$\dot{\varrho}(t) = \lambda_0 [f_R(t) - f_0], \tag{1}$$

где $\dot{\varrho}(t)$ — радиальная составляющая скорости спутника относительно корабля; $f_R(t)$ — принятая частота; f_0 — частота и $\lambda_0 = c/f_0$ — длина волны, передаваемые спутником; c — скорость света.

Как принятые, так и измеренные данные используются для расчета местоположения корабля относительно поверхности Земли

[1]) Spies O. R., Ballistic Missile and Space Technology, III, N. Y., Lnd., 1960, p. 73—101.

с помощью методов, предусматривающих высокую избыточность информации и требующих большого числа расчетных операций.

Целью настоящего исследования является повышение эффективности этой системы путем применения методов определения местоположения, в которых более полно используется априорное знание кинематических соотношений, существующих между объектами, входящими в рассматриваемую навигационную систему.

Рассмотрим два таких метода. Первый — «дифференциальный» метод — основан на применении основных понятий дифференциальной геометрии. Во втором — «интегральном» методе — используется общий допплеровский сдвиг частоты, измеряемый весьма точно посредством счета импульсов. Оба метода требуют знания данных, относящихся к четырем спутникам, соответственно расположенным в пространстве, причем второй метод предусматривает относительно небольшое число вычислительных операций.

В заключение вкратце рассматривается точность этих методов и возможные способы повышения ее при использовании повторных измерений.

«ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ» МЕТОД

Рассмотрим идеальный случай, когда $\mathbf{r}_0(t)$ и $\dot{\varrho}(t)$ представляют точно известные непрерывные функции времени t.

Пусть даны орбита спутника $\mathbf{r}_0(t)$ относительно Земли и $\dot{\varrho}(t)$— радиальная составляющая скорости спутника $\mathbf{v}(t)$ относительно местоположения допплеровского приемника.

Требуется найти $\mathbf{R}$ — положение допплеровского приемника относительно поверхности Земли.

Введем прямоугольную систему координат, фиксированную относительно Земли. Пусть начало координат этой системы расположено в центре массы Земли. Примем за положительные направления: оси z — направление к северному полюсу, оси x — в плоскости меридиана 0° и оси y — направление, идущее в плоскости меридиана 90° (90° в. д.).

Известные координаты спутника в этой системе равны $x_0 \equiv x_0(t)$, $y_0 \equiv y_0(t)$, $z_0 \equiv z_0(t)$, поэтому

$$r_0 \equiv |\mathbf{r}_0(t)| = \sqrt{x_0^2 + y_0^2 + z_0^2}\,. \tag{2}$$

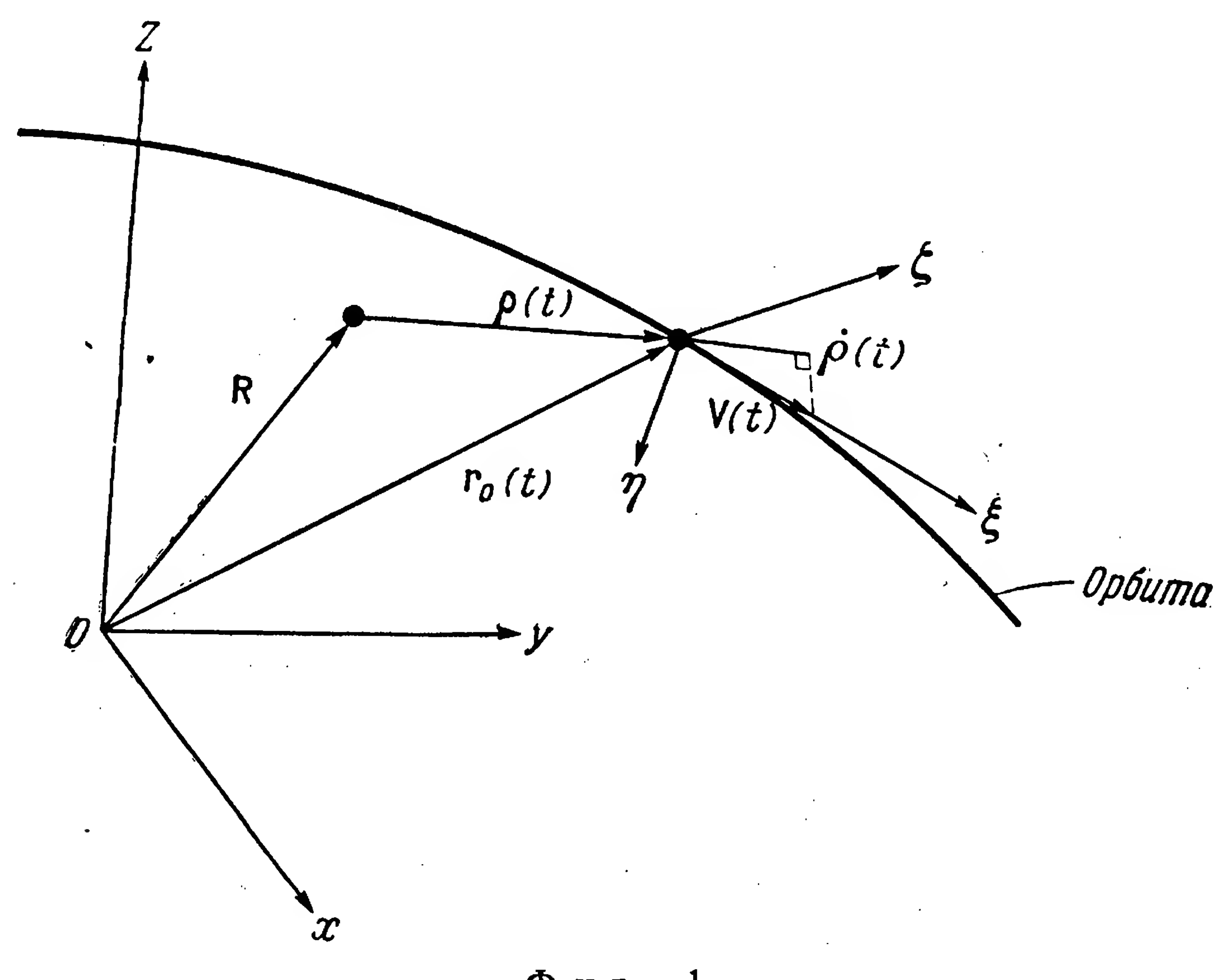
Неизвестные координаты местоположения допплеровского приемника соответственно равны

$$X = \text{const}; \quad Y = \text{const}; \quad Z = \text{const}.$$

В этом случае неизвестное расстояние между спутником и местоположением допплеровского приемника равно

$$\varrho \equiv |\varrho(t)| = \sqrt{(x_0 - X)^2 + (y_0 - Y)^2 + (z_0 - Z)^2}\,. \tag{3}$$

Введем, кроме того, локальную систему координат, начало которой расположено в центре масс спутника, причем ось ξ направлена вдоль касательной к орбите спутника, положительное направление оси η совпадает с направлением главной нормали



Фиг. 1.

к орбите, а положительное направление оси ζ — с направлением бинормали (фиг. 1).

Поскольку орбита спутника $\mathbf{r}_0(t)$ известна, мы в любой момент t знаем элемент дуги траектории ds, скорость спутника $\mathbf{v}(t) \equiv \dot{\mathbf{r}}_0(t)$ и его ускорение $\mathbf{a}(t) \equiv \ddot{\mathbf{r}}(t)$.

Скорость спутника равна

$$v \equiv |\mathbf{v}(t)| = \sqrt{\dot{x}_0^2 + \dot{y}_0^2 + \dot{z}_0^2}, \tag{4}$$

а направление его перемещения определяется единичным касательным вектором $\boldsymbol{\xi} = d\mathbf{r}_0/ds$, составляющие которого равны направляющим косинусам

$$\cos\alpha = \frac{dx}{ds}, \quad \cos\beta = \frac{dy}{ds}, \quad \cos\gamma = \frac{dz}{dt}. \tag{5}$$

Направление главной нормали η определяется единичным нормальным вектором $\boldsymbol{\eta} = d\boldsymbol{\xi}/ds$, компоненты которого равны направляющим косинусам

$$\cos l = \frac{1}{k}\frac{d^2x}{ds^2}, \qquad \cos m = \frac{1}{k}\frac{d^2y}{ds^2}, \qquad \cos n = \frac{1}{k}\frac{d^2z}{ds^2}, \tag{6}$$

где

$$k \equiv \sqrt{\left(\frac{d^2x}{ds^2}\right)^2 + \left(\frac{d^2y}{ds^2}\right)^2 + \left(\frac{d^2z}{ds^2}\right)^2} \tag{7}$$

есть кривизна орбиты.

Наконец, направление бинормали ζ определяется единичным бинормальным вектором $\boldsymbol{\zeta} = \boldsymbol{\xi} \times \boldsymbol{\eta}$, компоненты которого равны направляющим косинусам

$$\left.\begin{aligned} \cos\lambda &= \frac{1}{k}\left(\frac{dy}{ds}\frac{d^2z}{ds^2} - \frac{dz}{ds}\frac{d^2y}{ds^2}\right) \\ \cos\mu &= \frac{1}{k}\left(\frac{dz}{ds}\frac{d^2x}{ds^2} - \frac{dx}{ds}\frac{d^2z}{ds^2}\right) \\ \cos\nu &= \frac{1}{k}\left(\frac{dx}{ds}\frac{d^2y}{ds^2} - \frac{dy}{ds}\frac{d^2x}{ds^2}\right) \end{aligned}\right\}. \tag{8}$$

Таким образом, в любой момент t положение «локальной» системы координат относительно фиксированной системы определяется координатами $x_0(t)$, $y_0(t)$, $z_0(t)$ ее начала и матрицей направляющих косинусов

$$S \equiv \begin{Vmatrix} \cos\alpha & \cos\beta & \cos\gamma \\ \cos l & \cos m & \cos n \\ \cos\lambda & \cos\mu & \cos\nu \end{Vmatrix} \quad [S^{-1} \equiv S_t]. \tag{9}$$

Любая точка P, имеющая координаты ξ, η, ζ в локальной системе координат, может быть определена как функция координат x, y и z фиксированной системы координат

$$\begin{Vmatrix} \xi \\ \eta \\ \zeta \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} \cos\alpha & \cos\beta & \cos\gamma \\ \cos l & \cos m & \cos n \\ \cos\lambda & \cos\mu & \cos\nu \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} x - x_0 \\ y - y_0 \\ z - z_0 \end{Vmatrix}. \tag{10}$$

Допплеровский приемник измеряет радиальную составляющую $\dot{\varrho}(t)$ скорости спутника $\mathbf{v}(t)$. Обозначая через $\mathbf{e}_\varrho$ единичный вектор, совпадающий по направлению с неизвестным вектором $\varrho(t) = \varrho_0(t) - \mathbf{R}$, имеем $\varrho(t) = \mathbf{e}_\varrho(t)\,\varrho(t)$ и

$$\dot{\varrho}(t) = \mathbf{e}_\varrho(t)\,\mathbf{v}(t) = v(t)\cos\delta(t), \tag{11}$$

где $\delta(t)$ — угол между известным направлением ξ вектора скорости $\mathbf{v}$ и неизвестным направлением $\mathbf{e}_\varrho$.

Поскольку $v(t)$ известно, а $\dot{\varrho}(t)$ измерено, в любой момент t имеем

$$\cos\delta(t) = \frac{\dot{\varrho}(t)}{v(t)}. \tag{12}$$

Таким образом, измеренная величина $\dot{\varrho}(t)$ совместно с известной величиной скорости спутника $v(t)$ свидетельствуют о том, что допплеровский приемник в момент t находится на круговом полуконусе, вершина которого лежит в точке расположения спутника $\mathbf{r}_0(t)$, при этом ось полуконуса коллинеарна с единичным вектором $\boldsymbol{\xi}$, касательным к орбите, а половина угла раскрыва конуса равна $\delta(t)$. Очевидно, неизвестный вектор $\boldsymbol{\varrho}(t)$ коллинеарен с образующей этого полуконуса.

Скорость спутника $v(t)$ никогда не бывает отрицательной величиной, поэтому $\cos\delta(t)$ положителен тогда, когда $\dot{\varrho}(t)$ положительно, т. е. когда расстояние $\varrho \equiv |\boldsymbol{\varrho}(t)|$ увеличивается с течением времени, а диапазон изменения δ лежит в пределах $\pi/2 \geqslant \delta \geqslant 0$. По этой же причине $\cos\delta(t)$ отрицателен, если $\dot{\varrho}(t)$ отрицательно, т. е. когда расстояние ϱ уменьшается с течением времени, а диапазон изменения δ лежит в пределах $\pi \geqslant \delta \geqslant \pi/2$.

В частном случае, когда $\dot{\varrho} = 0, \cos\delta(t) = 0$, т. е. когда $\delta = \pi/2$, полуконус вырождается в плоскость, расположенную под прямым углом к касательному единичному вектору $\boldsymbol{\xi}$. Очевидно, что в этом частном случае вектор скорости спутника $\mathbf{v}(t)$ нормален к вектору $\boldsymbol{\varrho}(t)$ и местоположение допплеровского приемника $\mathbf{R}$ также находится в этой плоскости.

Каждый круговой полуконус является членом семейства и может быть определен как функция координат ξ, η, ζ, относящихся к локальной системе координат, с помощью уравнения

$$\xi + \sqrt{\xi^2 + \eta^2 + \zeta^2}\cos\delta = 0 \qquad (\pi \geqslant \delta \geqslant 0) \tag{13}$$

или, используя уравнение (12), с помощью выражения

$$\xi + \sqrt{\xi^2 + \eta^2 + \zeta^2}\,\frac{\dot{\varrho}}{v} = 0 \qquad (-v \leqslant \dot{\varrho} \leqslant +v). \tag{14}$$

Это уравнение показывает, что когда $\dot{\varrho}$ положительно, круговой полуконус раскрывается в направлении отрицательной оси ξ, а когда $\dot{\varrho}$ отрицательно — в направлении положительной оси ξ. В частном случае, когда $\dot{\varrho} = 0$, второй член выражения исчезает и уравнение (14) упрощается

$$\xi = 0 \qquad \left(\delta = \frac{\pi}{2},\ \text{т. е. } \dot{\varrho} = 0\right). \tag{15}$$

Это уравнение плоскости, содержащей главный нормальный единичный вектор $\boldsymbol{\eta}$ и бинормальный единичный вектор $\boldsymbol{\zeta}$.

Каждый круговой полуконус определяется как функция координат x, y, и z, относящихся к фиксированной системе координат, из уравнения, получаемого с помощью преобразования координат

(10), приведенного выше. Таким образом, получаем

$$\cos\alpha(x-x_0)+\cos\beta(y-y_0)+\cos\gamma(z-z_0)+$$
$$+\sqrt{(x-x_0)^2+(y-y_0)^2+(z-z_0)^2}\,\frac{\dot{\varrho}}{v}=0 \quad (-v\leqslant\dot{\varrho}\leqslant+v). \quad (16)$$

Когда $\dot{\varrho}=0$, это уравнение упрощается

$$\cos\alpha_0(x-x_{00})+\cos\beta_0(y-y_{00})+\cos\gamma_0(z-z_{00})=0, \quad (17)$$

где индекс 0 используется для обозначения частных значений x_{00}, y_{00}, z_{00} — координат спутника, относящихся к фиксированной системе координат, и частных значений направляющих косинусов $\cos\alpha_0$, $\cos\beta_0$, $\cos\gamma_0$, определяющих направление оси ξ локальной системы координат относительно фиксированной системы координат в момент $t=t_0$, когда $\dot{\varrho}=0$.

Поскольку точка расположения допплеровского приемника R находится в каждом круговом полуконусе, включая плоскость, проходящую через положение спутника r_{00}, это означает, что она лежит в общем геометрическом месте точек пересечения всех членов семейства круговых полуконусов. В идеальном случае, рассматриваемом нами, это геометрическое место точек точно определяется общим пересечением любых четырех членов такого семейства. Чтобы упростить алгебраические выражения, удобно включить эту плоскость в число этих четырех членов.

Геометрическое место точек пересечения любого из круговых полуконусов с упомянутой плоскостью лежит одновременно как на поверхности полуконуса, так и на этой плоскости и, следовательно, удовлетворяет обоим уравнениям одновременно. Таким образом, имеем следующие выражения:

$$\cos\alpha(x-x_0)+\cos\beta(y-y_0)+\cos\gamma(z-z_0)+$$
$$+\sqrt{(x-x_0)^2+(y-y_0)^2+(z-z_0)^2}\,\frac{\dot{\varrho}}{v}=0, \quad (18)$$
$$\cos\alpha_0(x-x_{00})+\cos\beta_0(y-y_{00})+\cos\gamma_0(z-z_{00})=0.$$

Можно исключить одно из трех неизвестных x, y, z, получив при этом функциональные соотношения между двумя оставшимися. Но при этом нарушается симметрия обоих уравнений и результирующие выражения получаются весьма неудобными.

Значительно выгоднее выбрать для всех круговых полуконусов такую систему координат, в которой уравнение плоскости, пересекаемой этими полуконусами, имеет простейший вид. Такой системой является специальная локальная система координат, отнесенная к точке положения спутника r_{00}. Используя индекс 0 для обозначения координат ξ_0, η_0, ζ_0, относящихся к этой локальной системе, в отличие от координат, относящихся к любой дру-

гой локальной системе, начало которых расположено в точке нахождения спутника $\mathbf{r}_0$, отличной от $\mathbf{r}_{00}$, можно переписать уравнение специальной плоскости в виде

$$\xi_0 = 0. \tag{19}$$

Координаты ξ, η, ζ, относящиеся к локальной системе координат, начало которой лежит в точке нахождения спутника $\mathbf{r}_0$, определенной в фиксированной системе, связаны с координатами ξ_0, η_0, ζ_0 специальной локальной системы, начало которой $\mathbf{r}_{00}$ определено в фиксированной системе координат следущими соотношениями:

$$\left\| \begin{matrix} \xi \\ \eta \\ \zeta \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \cos \widehat{\xi\xi_0} & \cos \widehat{\xi\eta_0} & \cos \widehat{\xi\zeta_0} \\ \cos \widehat{\eta\xi_0} & \cos \widehat{\eta\eta_0} & \cos \widehat{\eta\zeta_0} \\ \cos \widehat{\zeta\xi_0} & \cos \widehat{\zeta\eta_0} & \cos \widehat{\zeta\zeta_0} \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} \xi_{00} - \xi_0 \\ \eta_{00} - \eta_0 \\ \zeta_{00} - \zeta_0 \end{matrix} \right\|, \tag{20}$$

где

$$\left\| \begin{matrix} \xi_{00} \\ \eta_{00} \\ \zeta_{00} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} \cos \alpha_0 & \cos \beta_0 & \cos \gamma_0 \\ \cos l_0 & \cos m_0 & \cos n_0 \\ \cos \lambda_0 & \cos \mu_0 & \cos \nu_0 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} x_0 - x_{00} \\ y_0 - y_{00} \\ z_0 - z_{00} \end{matrix} \right\| \tag{21}$$

и

$$\left\| \begin{matrix} \cos \widehat{\xi\xi_0} & \cos \widehat{\xi\eta_0} & \cos \widehat{\xi\zeta_0} \\ \cos \widehat{\eta\xi_0} & \cos \widehat{\eta\eta_0} & \cos \widehat{\eta\zeta_0} \\ \cos \widehat{\zeta\xi_0} & \cos \widehat{\zeta\eta_0} & \cos \widehat{\zeta\zeta} \end{matrix} \right\| =$$

$$= \left\| \begin{matrix} \cos \alpha & \cos \beta & \cos \gamma \\ \cos l & \cos m & \cos n \\ \cos \lambda & \cos \mu & \cos \nu \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} \cos \alpha_0 & \cos l_0 & \cos \lambda_0 \\ \cos \beta_0 & \cos m_0 & \cos \mu_0 \\ \cos \gamma_0 & \cos n_0 & \cos \nu_0 \end{matrix} \right\|. \tag{22}$$

Взаимное положение и ориентация фиксированной, локальной (начало в $\mathbf{r}_0$) и специальной локальной (начало в $\mathbf{r}_{00}$) систем координат показано на фиг. 2.

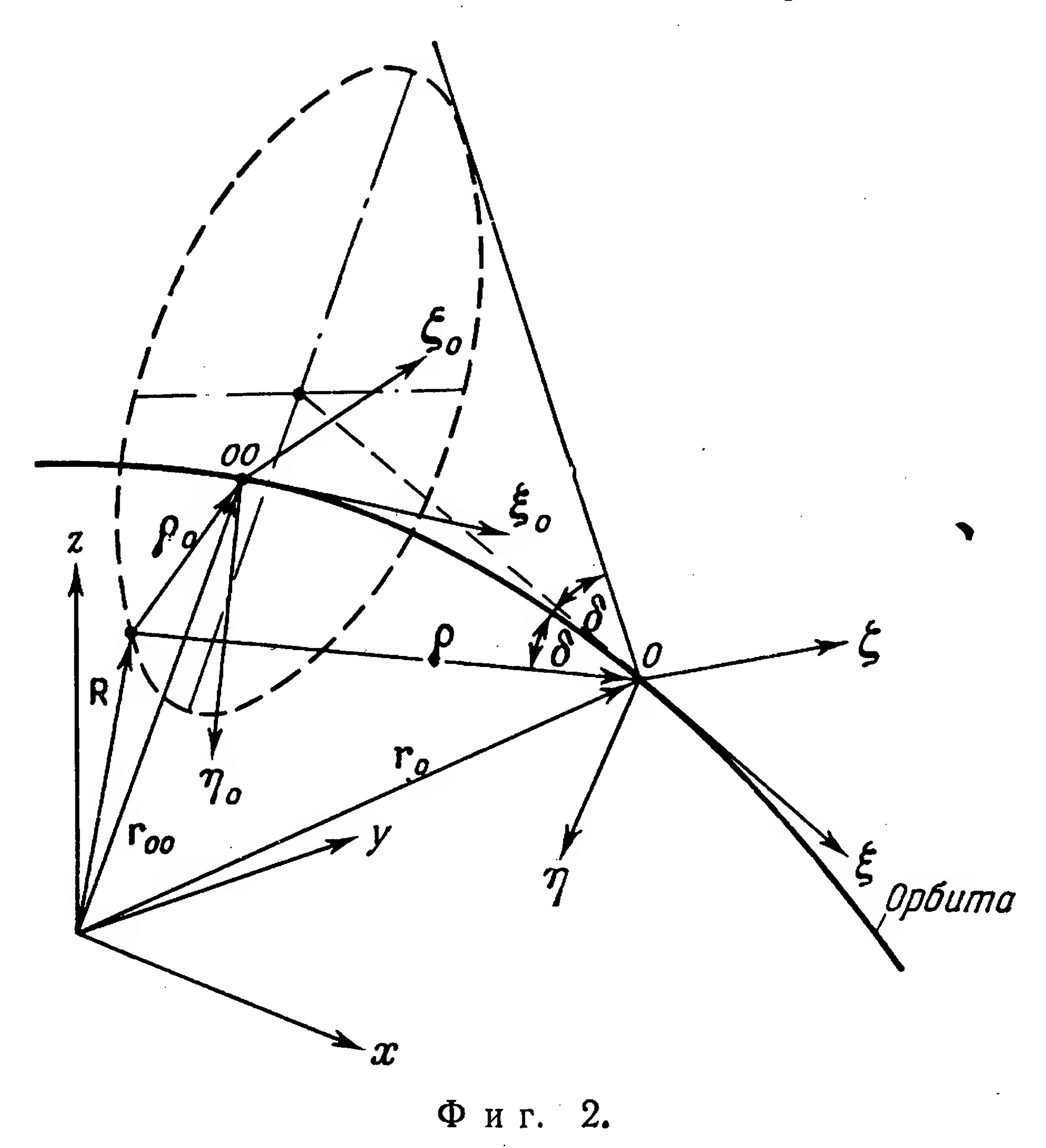
Подставляя для ξ, η, ζ в уравнение (14) их выражения в виде функций координат специальной локальной системы координат ξ_0, η_0, ζ_0, получаем

$$\cos \widehat{\xi\xi_0} (\xi_{00} - \xi_0) + \cos \widehat{\xi\eta_0} (\eta_{00} - \eta_0) +$$

$$+ \cos \widehat{\xi\zeta_0} (\zeta_{00} - \zeta_0) + \sqrt{(\xi_{00} - \zeta_0)^2 + (\eta_{00} - \eta_0)^2 + (\zeta_{00} - \zeta_0)^2} \cdot \frac{\dot{\varrho}}{v} = 0. \tag{23}$$

Необходимо отметить, что для получения этих уравнений в виде функций координат ξ_0, η_0, ζ_0, относящихся к специальной локальной системе координат, достаточно определить только координаты

ξ_{00}, η_{00}, ζ_{00} начала локальной системы относительно специальной локальной системы и найти выражение для координаты ξ локальной системы как функцию ξ_0, η_0, ζ_0 — координат специальной локальной системы. Соответствующие выражения для координат η и ζ локальной системы определять при этом не требуется. Это вытекает из того обстоятельства, что второй член уравнения полуконуса



Фиг. 2.

является квадратичной функцией координат и может быть преобразован в такую функцию при любой ортогональной трансформации. Этот факт имеет существенное значение, поскольку расчетным путем должны быть найдены только три направляющих косинуса, каждый из которых представляет сумму трех произведений. Таким образом, оказывается достаточным выполнить только 9 операций умножения вместо 27, которые требуются в общем случае.

Уравнение, определяющее пересечение любого кругового полуконуса со специальной плоскостью $\xi_0 = 0$, в этом случае получается просто путем приравнивания нулю ξ_0 в уравнении (23). При этом уравнение имеет вид

$$\cos \widehat{\xi\xi_0} \cdot \xi_{00} + \cos \widehat{\xi\eta_0} (\eta_{00} - \eta_0) + \cos \widehat{\xi\zeta_0} (\zeta_{00} - \zeta_0) +$$

$$+ \sqrt{\xi_{00}^2 + (\eta_{00} - \eta_0)^2 + (\zeta_{00} - \zeta_0)^2} \cdot \frac{\varrho}{v} = 0. \qquad (24)$$

Перенося второй член уравнения в правую часть и возводя обе части в квадрат, после объединения подобных членов получаем

$$\left(\cos^2\widehat{\xi\xi_0}-\frac{\dot{\varrho}^2}{v^2}\right)\xi_{00}^2+2\cos\widehat{\xi\xi_0}\cos\widehat{\xi\eta_0}\xi_{00}(\eta_{00}-\eta_0)+$$

$$+\left(\cos^2\widehat{\xi\eta_0}-\frac{\dot{\varrho}^2}{v^2}\right)(\eta_{00}-\eta_0)^2+2\cos\widehat{\xi\eta_0}\cos\widehat{\xi\zeta_0}\times$$

$$\times(\eta_{00}-\eta_0)(\zeta_{00}-\zeta_0)+\left(\cos^2\widehat{\xi\zeta_0}-\frac{\dot{\varrho}^2}{v^2}\right)(\zeta_{00}-\zeta_0)^2+$$

$$+2\cos\widehat{\xi\zeta_0}\cos\widehat{\xi\xi_0}(\zeta_{00}-\zeta_0)\xi_{00}=0. \quad (25)$$

Это уравнение, которое можно еще больше упростить, выполнив все алгебраические преобразования (возведение в квадрат соответствующих членов и повторную группировку подобных членов), представляет собой уравнение эллипса, лежащего в специальной плоскости ($\xi=0$); его центр смещен относительно начала координат в этой плоскости ($\eta_0=0$, $\zeta_0=0$), а главные оси повернуты относительно осей η_0 и ζ_0.

Уравнение эллипса, образованного пересечением любого заданного полуконуса, соответствующего данной точке положения спутника на орбите $\mathbf{r}_0$, со специальной плоскостью может быть получено из приведенного выше уравнения подстановкой конкретных значений ξ_{00}, η_{00}, ζ_{00}, $\cos\widehat{\xi\xi_0}$, $\cos\widehat{\xi\eta_0}$, $\cos\widehat{\xi\zeta_0}$, v и $\dot{\varrho}$, соответствующих этому положению спутника.

В общем случае два любых конкретных эллипса будут взаимно пересекаться в двух отдельных точках, лежащих в специальной плоскости. Любой третий заданный эллипс будет в общем случае пересекать два первых в одной из этих двух точек, однако вторые точки пересечения этого эллипса с одним из двух первых будут отличаться друг от друга, а также от точки пересечения первых двух эллипсов.

Чтобы определить эти точки аналитически, мы должны решить две совокупности совместных квадратных уравнений; первая совокупность представляет уравнения пересечения первого и второго эллипсов, а вторая — уравнения пересечения первого и третьего или второго и третьего эллипсов. Каждая совокупность уравнений имеет два решения, из которых одно общее. Эта точка тройного пересечения, лежащая в специальной плоскости и имеющая специальные локальные координаты, скажем, 0, η_{0R}, ζ_{0R}, определяет положение $\mathbf{R}_0$ допплеровского приемника относительно специальной локальной системы координат. Положение приемника $\mathbf{R}$ относительно фиксированной системы координат получается путем нахождения его координат X, Y, Z, как функций координат ξ_0, η_0, ζ_0, специальной локальной системы. Это может быть выполнено с помощью

выражения

$$\begin{Vmatrix} X \\ Y \\ Z \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} x_{00} \\ y_{00} \\ z_{00} \end{Vmatrix} + \begin{Vmatrix} \cos\alpha_0 & \cos l_0 & \cos\lambda_0 \\ \cos\beta_0 & \cos m_0 & \cos\mu_0 \\ \cos\gamma_0 & \cos n_0 & \cos\nu_0 \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} 0 \\ \eta_{0R} \\ \zeta_{0R} \end{Vmatrix}. \qquad (26)$$

Заметим, что при таком преобразовании требуется выполнить только 6 перемножений вместо 9, поскольку $\xi_{0R} = 0$. Кроме того, в приведенных выше расчетах положение допплеровского приемника определяется относительно известной орбиты спутника, поэтому нет необходимости учитывать ограничения, накладываемые сфероидальной, эллипсоидальной или грушевидной формой Земли. Наоборот, если известно положение орбиты спутника относительно фиксированной системы координат, такие расчеты можно использовать для определения истинной формы поверхности Земли с помощью измерений величины $\dot{\varrho}$ для ряда «выборочных позиций», соответствующим образом расположенных на этой поверхности. Аналогично можно определить действительную форму поверхности мирового океана, которая изменяется во времени (под действием приливов, вызываемых солнечным или лунным притяжением, и т. п.). С этой целью необходимо произвести одновременные измерения величины $\dot{\varrho}$ для ряда «выборочных позиций», соответствующим образом расположенных на поверхности океана. Первоначальное назначение системы для навигационных целей легко совместить с указанной выше задачей, ибо мгновенные положения всех судов, использующих такую навигационную систему, образуют требуемую сетку «выборочных позиций». Следует, однако, иметь в виду, что в этом случае такая сетка не будет построена оптимальным образом.

Задача определения положения допплеровского приемника $\mathbf{R}(t)$ относительно фиксированной системы координат и выражение таких координат в виде долготы и широты представляет собой тривиальные инвариантные по времени преобразования координат.

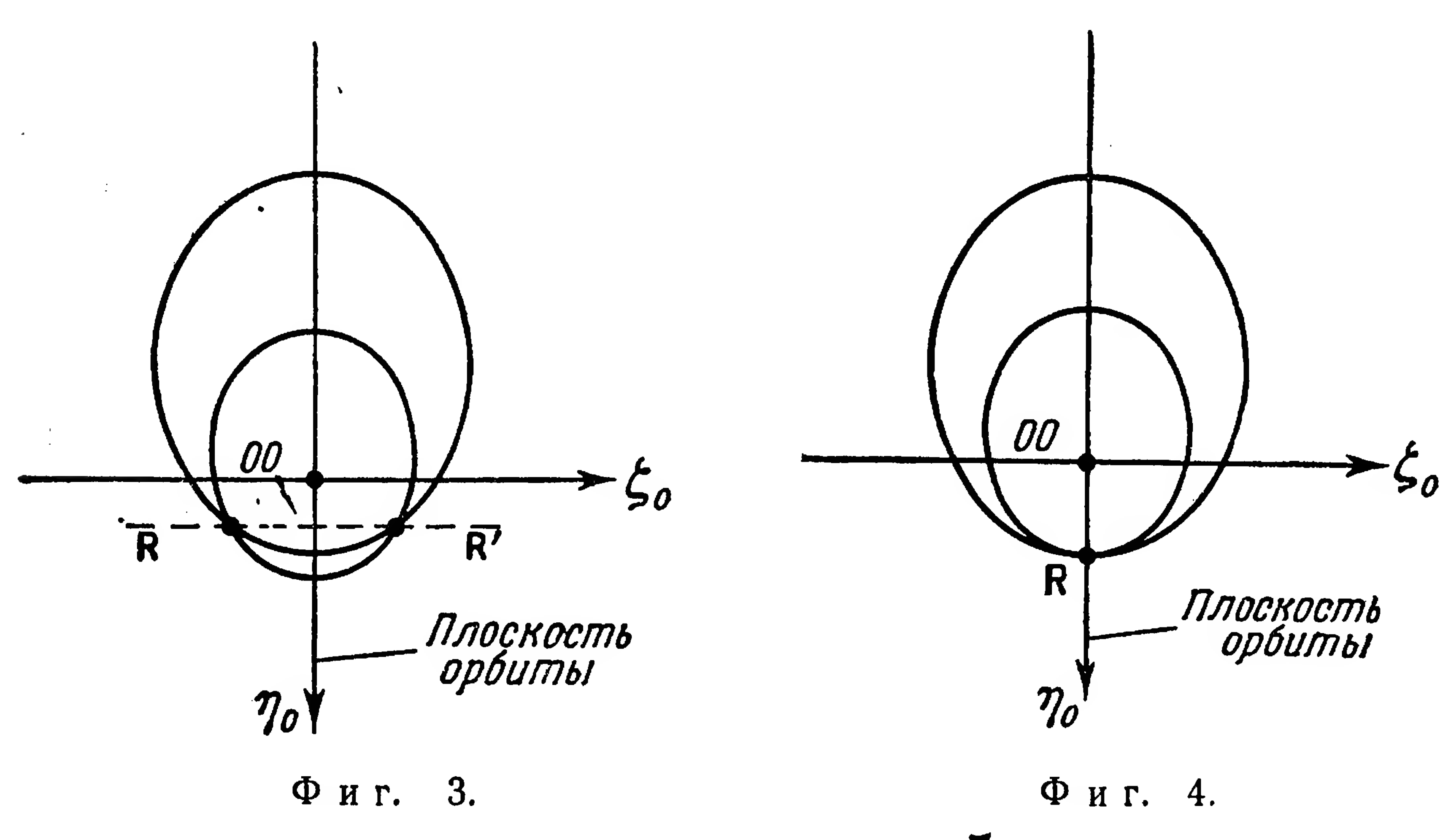
В рассматриваемых выше выводах при решении поставленной задачи считается, что орбита спутника является пространственной кривой, обладающей двойной кривизной, которая в каждой точке нахождения спутника может быть охарактеризована с помощью основной кривизны и скручивания. Наименьший радиус кривизны орбиты больше, чем кратчайшее расстояние ($\varrho_0 = |\varrho_0|$) между точкой расположения допплеровского приемника $\mathbf{R}$ и началом координат специальной локальной системы координат $\mathbf{r}_{00}$. Следовательно, в рассматриваемый момент времени не может существовать более одного положения спутника, в котором $\dot{\varrho} = 0$.

Особое значение могут иметь два частных случая: 1) когда орбита спутника лежит в одной плоскости и 2) когда орбита представляет собой прямую линию.

В первом случае скручивание орбиты равно нулю и бинормали всех локальных систем координат взаимно параллельны. Вследствие этого значения координат ζ во всех локальных системах оказываются равными, а матрицы направляющих косинусов, используемые при преобразовании координат, относящихся к любой заданной локальной системе, в координаты, относящиеся к любой другой локальной системе (например, специальной), упрощаются и сводятся к простому случаю поворота плоскости. Оси всех круговых полуконусов (равных осям соответствующих локальных систем координат) при этом оказываются лежащими в плоскости траектории, и, таким образом, все полуконусы оказываются симметричными относительно этой плоскости. В результате главные оси эллипсов, образующихся при пересечении каждого полуконуса с плоскостью $\xi_0 = 0$ специальной локальной системы координат, оказываются коллинеарны с осью η_0 этой системы. Две точки, в которых взаимно пересекаются эллипсы, образуемые пересечением любых двух полуконусов со специальной плоскостью, оказываются расположенными симметрично относительно плоскости рассматриваемой траектории спутника. Очевидно, что в этом частном случае положение допплеровского приемника **R** определяется совершенно точно, но двузначно, общими точками пересечения любых трех членов семейства полуконусов, в число которых удобно включить и специальную плоскость (фиг. 3). Двузначность определения положения допплеровского приемника **R** в этом частном случае симметрии относительно плоскости является характерной особенностью данного случая. Это положение может быть определено однозначно только в том случае, когда **R** лежит в плоскости симметрии, совпадающей с орбитой спутника. В этом случае общее геометрическое место точек пересечения всех полуконусов со специальной плоскостью вырождается в точку касания, лежащую на оси η_0 специальной локальной системы координат (фиг. 4).

Во втором частном случае оси ξ всех локальных систем координат оказываются коллинеарными, а нормали и бинормали всех локальных систем взаимно параллельны (их направления в плоскостях, расположенных под прямым углом к орбите, представляющей теперь прямую линию, в этом случае произвольны). Преобразование координат из одной локальной системы координат в другую определяется теперь только расстояниями между началами координат этих систем. Таким образом, все полуконусы будут коаксиальными и общее геометрическое место точек пересечений этих конусов со специальной плоскостью будет представлять собой окружность, лежащую в этой плоскости и проходящую через точку **R** — местоположение допплеровского приемника. Следовательно, в этом частном случае местоположение допплеровского приемника определяется точно, но многозначно общей точкой пересечения *любых двух* членов семейства полуконусов, один из которых может

заменить специальная плоскость. Очевидно, что положение **R** допплеровского приемника относительно специальной локальной системы координат теперь определяется радиусом окружности пересечения любого полуконуса со специальной плоскостью, но конкретная точка этой окружности, в которой расположен приемник, остается неизвестной. В этом частном случае осевой симметрии геометрическое место точек возможного расположения приемника также будет



Фиг. 3. Фиг. 4.

обладать осевой симметрией, и поэтому многозначность определения положения допплеровского приемника является характерной особенностью данного случая.

Таким образом, в обоих частных случаях для однозначного определения положения допплеровского приемника **R** требуется иметь еще некоторую дополнительную информацию. (Например, использовать два спутника, орбиты которых не лежат в одной плоскости. Измерение расстояния от спутника до местоположения допплеровского приемника дает только избыточную информацию, поскольку это расстояние уже определяется в обоих частных случаях с помощью рассмотренных выше методов.)

Использование в качестве специальной локальной системы координат локальной системы, расположенной в точке нахождения спутника $\mathbf{r}_{00}$, в которой $\dot{\varrho} = 0$, приводит в результате к упрощению аналитических выражений, определяющих геометрическое место точек пересечения полуконусов. В общем случае *любая* локальная система может использоваться в качестве специальной локальной системы координат, при этом общее геометрическое место точек пересечения любых трех полуконусов со специальным полуконусом, зафиксированным в этой системе координат, будет находиться на этом полуконусе.

Обозначая координаты, относящиеся к такой специальной локальной системе более общего типа через ξ_0', η_0', ζ_0', можно определить специальный полуконус, фиксированный в этой системе координат, при помощи следующего уравнения:

$$\xi_0' + \sqrt{\xi_0'^2 + \eta_0'^2 + \zeta_0'^2} \cdot \frac{\dot{\varrho}'}{v'} = 0, \tag{27}$$

где $\dot{\varrho}'/v' \equiv \cos\delta'$ — известная постоянная величина, $\dot{\varrho}'$ — радиальная составляющая известного вектора скорости спутника $\mathbf{v}'$, измеренная в точке $\mathbf{r}_0'$, в которой располагается начало координат $0'$ специальной локальной системы координат; $v' \equiv |\mathbf{v}'|$ — известная величина скорости спутника в этой точке.

Геометрическое место точек пересечения любого другого кругового полуконуса со специальным определяется системой двух совместных квадратных уравнений

$$\left.\begin{aligned} &\xi_0' + \sqrt{\xi_0'^2 + \eta_0'^2 + \zeta_0'^2} \cdot \frac{\dot{\varrho}'}{v'} = 0, \\ &\cos\widehat{\xi\xi_0'}\,(\xi_{00}' - \xi_0') + \cos\widehat{\xi\eta_0'}\,(\eta_{00}' - \eta_0') + \cos\widehat{\xi\zeta_0'}\,(\zeta_{00}' - \zeta_0') + \\ &+ \sqrt{(\xi_{00}' - \xi_0')^2 + (\eta_{00}' - \eta_0')^2 + (\zeta_{00}' - \zeta_0')^2} \cdot \frac{\dot{\varrho}}{v} = 0 \end{aligned}\right\} . \tag{28}$$

Здесь ξ_{00}', η_{00}', ζ_{00}' — координаты в специальной локальной системе с началом координат в точке 0, совпадающим с началом координат локальной системы, расположенным в $\mathbf{r}_0$ — точке нахождения спутника, а направляющие косинусы $\cos\widehat{\xi\xi_0'}$, $\cos\widehat{\xi\eta_0'}$, $\cos\widehat{\xi\zeta_0'}$ представляют собой направляющие косинусы оси ξ локальной системы относительно осей ξ_0', η_0' и ζ' соответственно, относящихся к специальной локальной системе. Очевидно, что преобразование координат, относящихся к любой локальной системе, в координаты, соответствующие более общему типу специальной локальной системы, имеет тот же вид, что и преобразования, приведенные в уравнениях (22)—(24).

В рассматриваемом случае общее геометрическое место точек пересечения двух полуконусов представляет собой пространственную кривую, лежащую на поверхности специального полуконуса. Действуя по аналогии с первоначально рассмотренным случаем, мы получим две пространственные кривые пересечения двух любых других полуконусов со специальным, которые также будут лежать на поверхности этого специального полуконуса. Каждое такое геометрическое место точек пересечения определяется системой двух совместных квадратных уравнений вида (28), преобразованных из уравнений специального полуконуса и двух других круговых полуконусов. В общем случае имеем четыре квадратных уравнения, образующих $3! = 6$ пар совместных уравнений. Каждая

такая пара определяет пространственную кривую, образованную пересечением соответствующих пар круговых полуконусов. Для рассматриваемой задачи представляют интерес только три из них, лежащие на специальном полуконусе. Точно так же, как и в рассматривавшемся ранее случае, любая пара пространственных кривых, лежащая на поверхности специального полуконуса, взаимно пересекается в двух различных точках, лежащих на этом полуконусе. Однако все три пространственные кривые имеют одну общую точку пересечения, лежащую на поверхности специального полуконуса, в то время как три другие точки пересечения не совпадают ни с общей точкой пересечения, ни с одной из остальных.

Эта общая точка пересечения определяет положение $\mathbf{R}_0$ допплеровского приемника относительно специальной локальной системы координат, а положение этого приемника $\mathbf{R}$ относительно фиксированной системы координат определяется после выражения его координат X, Y, Z в этой системе через координаты ξ_0', η_0', ζ_0', специальной локальной системы с помощью преобразования вида, аналогичного уравнению (26). В отличие от первоначально рассмотренного случая такое преобразование требует уже 9, а не 6 операций перемножения, поскольку в рассматриваемом более общем случае $\xi_0' \neq 0$.

Двузначность и многозначность определения положения допплеровского приемника, имеющая место в специальных случаях, когда орбита спутника расположена соответственно в одной плоскости или на одной прямой, очевидно, возникает и при решении задачи в том случае, когда используется более общий тип специальной локальной системы координат.

Проблема аналитического определения общей точки пересечения трех эллипсов, расположенных на специальной плоскости, и общей точки пересечения трех пространственных кривых, расположенных на поверхности специального полуконуса, требует еще детального исследования.

По-видимому, вторая проблема может быть сведена к случаю определения только двух, а не трех неизвестных путем введения, например, сферических координат в специальной локальной системе, благодаря чему специальный полуконус будет определяться уравнением $\delta = \delta' = \text{const}$.

Аналогично первую проблему можно упростить путем использования простой деформации координат η_0, ζ_0 и сдвига начала координат в новую точку, благодаря чему уравнение первого эллипса упрощается до уравнения окружности, расположенной в такой системе координат с новым (сдвинутым) началом координат. Второй и третий эллипсы преобразуются при этом в эллипсы, определяемые как функции координат новой (деформированной) системы.

Преобразование, заключающееся во введении полярных координат, отнесенных к новому началу, приводит к дальнейшему упро-

щению уравнения окружности до постоянной радиальной координаты. Таким образом, точка пересечения двух эллипсов с этой окружностью находится определением полярного угла из уравнений двух эллипсов в полярных координатах, в которых радиальная координата заменяется постоянной величиной.

Поскольку круговые полуконусы, построенные в нескольких последовательных точках орбиты спутника, образуют непрерывное семейство взаимно пересекающихся поверхностей, такое семейство имеет огибающую. Аналитическое выражение такой огибающей получается путем дифференцирования уравнения типового полуконуса по параметру длины дуги s, измеренному вдоль орбиты спутника. В этом случае огибающая выражается при помощи двух параметрических уравнений: уравнения типового полуконуса и упомянутого выше уравнения в частных производных, полученного из первого.

Общая точка пересечения всех полуконусов представляет собой фокальную точку этой огибающей, которая может быть определена из соответствующих уравнений.

Этот метод может дать некоторые аналитические преимущества, которые, однако, должны быть детально изучены.

«ИНТЕГРАЛЬНЫЙ» МЕТОД

Рассмотрим те же вопросы и используем те же обозначения, что и в предыдущем разделе.

Функция $\dot{\varrho}(t)$, определяющая радиальную составляющую скорости спутника $\mathbf{v}(t) \equiv \dot{\mathbf{r}}(t)$ относительно положения $\mathbf{R}$ доплеровского приемника, связана с функцией $\mathbf{r}_0(t)$, определяющей орбиту спутника в системе координат, закрепленной на поверхности Земли, как показано на фиг. 5.

Из приведенного построения имеем

$$\boldsymbol{\varrho}(t) = \mathbf{r}_0(t) - R, \tag{29}$$

$$\varrho(t) \equiv |\boldsymbol{\varrho}(t)| = |\mathbf{r}_0(t) - \mathbf{R}| = \\ = +\sqrt{[x_0(t) - X]^2 + [y_0(t) - Y]^2 + [z_0(t) - Z]^2}, \tag{30}$$

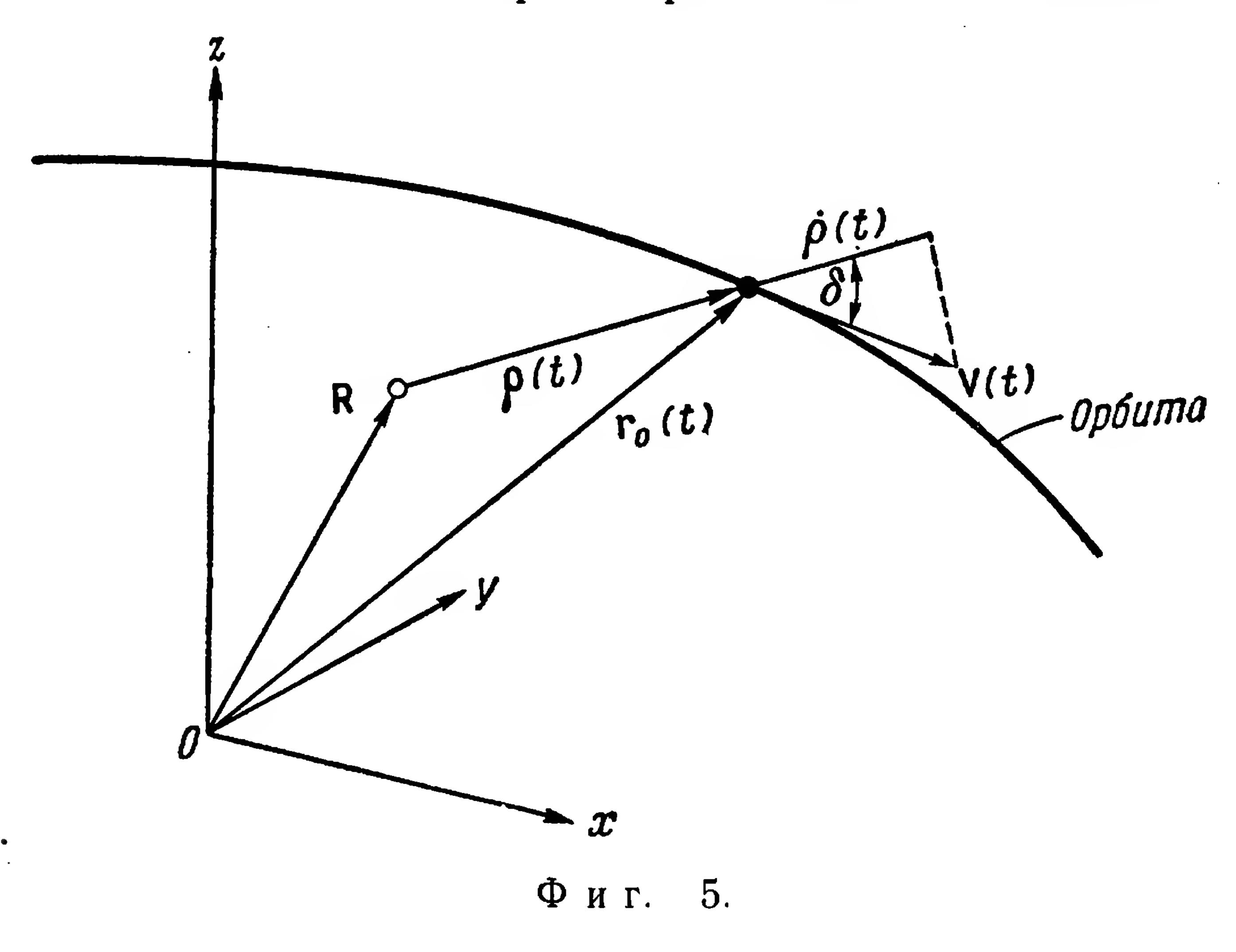
и, следовательно,

$$\dot{\varrho}(t) = \frac{d}{dt}\sqrt{[x_0(t) - X]^2 + [y_0(t) - Y]^2 + [z_0(t) - Z]^2} = \\ = \frac{[x_0(t)-X]\,\dot{x}_0(t) + [y_0(t)-Y]\,\dot{y}_0(t) + [z_0(t)-Z]\,\dot{z}_0(t)}{\sqrt{[x_0(t)-X]^2+[y_0(t)-Y]^2+[z_0(t)-Z]^2}}. \tag{31}$$

Вместо использования измеренных величин $\dot{\varrho}(t)$ непосредственно для определения неизвестного положения $\mathbf{R}$ доплеровского прием-

ника, как описано в предыдущем разделе, можно использовать следующий вариант метода.

Проинтегрируем последовательность измеренных значений $\dot{\varrho}(t)$ по t, начиная с некоторого произвольного положения $\mathbf{r}_s(t_s)$



Ф и г. 5.

спутника в некоторый момент $t = t_s$, и произведем выборку значений этого интеграла в некоторые последовательные, более поздние моменты t_i $(i = 1, 2, \ldots, n)$, где n — произвольная величина. Таким образом, имеем

$$\varrho_i(t_i) = \int\limits_{t=t_s}^{t_i} \dot{\varrho}(t)\,dt = \varrho(t_i) - \varrho_s(t_s) =$$

$$= \sqrt{[x_i(t_i) - X]^2 + [y_i(t_i) - Y]^2 + [z_i(t_i) - Z]^2} - \varrho_s(t_s) \qquad (32)$$

и

$$\sqrt{(x_i - X)^2 + (y_i - Y)^2 + (z_i - Z)^2} = \varrho_i + \varrho_s \quad (i = 1, 2, \ldots, n), \qquad (33)$$

причем неизвестная величина $\varrho_s \equiv \varrho_s(t_s)$ в начальный момент $t = t_s$ определяется выражением

$$\sqrt{(x_s - X)^2 + (y_s - Y)^2 + (z_s - Z)^2} = \varrho_s. \qquad (34)$$

Поскольку $\mathbf{r}_0(t) \equiv [x_0(t), y_0(t), z_0(t)]$ известно, величины координат x_s, y_s, z_s и x_i, y_i, z_i, определяющих положение спутника в моменты t_s и t_i $(i = 1, 2, \ldots, n)$, оказываются также известными. Неизвестными величинами являются: начальное расстояние ϱ_s между спутником и неизвестным местоположением допплеровского приемника $\mathbf{R}$ и координаты последнего X, Y, Z.

Таким образом, чтобы определить четыре неизвестных ϱ_s, X, Y, Z, мы должны знать величины ϱ_i рассмотренного выше интеграла и положение спутника (его координаты x_i, y_i, z_i,) относящиеся к трем моментам t_i, и, кроме того, положение спутника (его координаты x_s, y_s, z_s) в начальный момент t_s. В общем случае мы должны знать эти величины для четырех моментов времени.

Для этого воспользуемся четырьмя уравнениями

$$\left.\begin{aligned} \sqrt{(x_s-X)^2+(y_s-Y)^2+(z_s-Z)^2} &= \varrho_s \\ \sqrt{(x_1-X)^2+(y_1-Y)^2+(z_1-Z)^2} &= \varrho_1+\varrho_s \\ \sqrt{(x_2-X)^2+(y_2-Y)^2+(z_2-Z)^2} &= \varrho_2+\varrho_s \\ \sqrt{(x_3-X)^2+(y_3-Y)^2+(z_3-Z)^2} &= \varrho_3+\varrho_s \end{aligned}\right\}. \qquad (35)$$

Каждое из уравнений (35) представляет уравнение сферы, центр которой лежит в точке $\mathbf{r}_s \equiv |x_3,\ y_3,\ z_3|$ или в точке $\mathbf{r}_i \equiv |x_i,\ y_i,\ z_i|$, $i = 1,\ 2,\ 3$, лежащей на орбите спутника, причем радиус сферы определяется величиной, стоящей в правой части уравнений.

Для решения этих четырех уравнений введем новые координаты X', Y', Z', определяющие положение допплеровского приемника $\mathbf{R}$ и относящиеся к декартовой системе координат, начало которой лежит в точке $\mathbf{r}_s$ (известное положение спутника) и оси которой параллельны осям фиксированной системы координат.

Тогда

$$\left.\begin{aligned} X' &= X-x_s \\ Y' &= Y-y_s \\ Z' &= Z-z_s \end{aligned}\right\} \therefore \left\{\begin{aligned} X &= x_s+X' \\ Y &= y_s+Y' \\ Z &= Z_s+Z' \end{aligned}\right., \qquad (36)$$

при этом уравнения (35) можно записать в виде

$$\left.\begin{aligned} \sqrt{X'^2+Y'^2+Z'^2} &= \varrho_s \\ \sqrt{(x_1'-X')^2+(y_1'-Y')^2+(z_1'-Z')^2} &= \varrho_1+\varrho_s \\ \sqrt{(x_2'-X')^2+(y_2'-Y')^2+(z_2'-Z')^2} &= \varrho_2+\varrho_s \\ \sqrt{(x_3'-X')^2+(y_3'-Y')^2+(z_3'-Z')^2} &= \varrho_3+\varrho_s \end{aligned}\right\}, \qquad (37)$$

где

$$\left.\begin{aligned} x_1' &= x_1-x_s, & x_2' &= x_2-x_s, & x_3' &= x_3-x_s \\ y_1' &= y_1-y_s, & y_2' &= y_2-y_s, & y_3' &= y_3-y_s \\ z_1' &= z_1-z_s, & z_2' &= z_2-z_s, & z_3' &= z_3-z_s \end{aligned}\right\}. \qquad (38)$$

Возводя в квадрат обе части уравнения (37) и раскрывая биномиальные члены, имеем

$$\left.\begin{aligned} X'^2+Y'^2+Z'^2&=\varrho_s^2\\ x_1'^2-2x_1'X'+X'^2+y_1'^2-2y_1'Y'+Y'^2+z_1'^2-2z_1'Z'+Z'^2&=\\ =\varrho_1^2+2\varrho_1\varrho_s+\varrho_s^2&\\ x_2'^2-2x_2'X'+X'^2+y_2'^2-2y_2'Y'+Y'^2+z_2'^2-2z_2'Z'+Z'^2&=\\ =\varrho_2^2+2\varrho_2\varrho_s+\varrho_s^2&\\ x_3'^2-2x_3'X'+X'^2+y_3'^2-2y_3'Y'+Y'^2+z_3'^2-2z_3'Z'+Z'^2&=\\ =\varrho_3^2+2\varrho_3\varrho_s+\varrho_s^2& \end{aligned}\right\} \quad (39)$$

или после группировки квадратичных и линейных членов, содержащих неизвестные X', Y', Z' и ϱ_s, получаем

$$\left.\begin{aligned} X'^2+Y'^2+Z'^2-\varrho_s^2&=0\\ (X'^2+Y'^2+Z'^2-\varrho_s^2)-2(x_1'X'+y_1'Y'+z_1'Z'+\varrho_1\varrho_s)&+\\ +(x_1'^2+y_1'^2+z_1'^2-\varrho_1^2)&=0\\ (X'^2+Y'^2+Z'^2-\varrho_s^2)-2(x_2'X'+y_2'Y'+z_2'Z'+\varrho_2\varrho_s)&+\\ +(x_2'^2+y_2'^2+z_2'^2-\varrho_2^2)&=0\\ (X'^2+Y'^2+Z'^2-\varrho_s^2)-2(x_3'X'+y_3'Y+z_3'Z'+\varrho_3\varrho_s)&+\\ +(x_3'^2+y_3'^2+z_3'^2-\varrho_3^2)&=0 \end{aligned}\right\}. \quad (40)$$

В соответствии с первым уравнением (40) первый член каждого из трех остальных уравнений равен нулю и поэтому может быть опущен. Следовательно, вводя следующие сокращенные обозначения:

$$\left.\begin{aligned} x_1'^2+y_1'^2+z_1'^2&=r_1'^2\\ x_2'^2+y_2'^2+z_2'^2&=r_2'^2\\ x_3'^2+y_3'^2+z_3'^2&=r_3'^2 \end{aligned}\right\}, \quad (41)$$

можно переписать уравнения (40) в виде

$$\left.\begin{aligned} X'^2+Y'^2+Z'^2&=\varrho_s^2\\ x_1'X'+y_1'Y'+z_1'Z'&=-\varrho_s\varrho_1+\frac{1}{2}(r_1'^2-\varrho_1^2)\\ x_2'X'+y_2'Y'+z_2'Z'&=-\varrho_s\varrho_2+\frac{1}{2}(r_2'^2-\varrho_2^2)\\ x_3'X'+y_3'Y'+z_3'Z'&=-\varrho_s\varrho_3+\frac{1}{2}(r_3'^2-\varrho_3^2) \end{aligned}\right\}. \quad (42)$$

Последние три уравнения (42) образуют систему линейных уравнений относительно трех неизвестных X', Y', Z', в которой

четвертое неизвестное ϱ_s играет роль линейного параметра. Решение этой системы в окончательном виде в соответствии с правилом Крамера будет иметь вид:

$$\left.\begin{aligned} X'(\varrho_s) &= -\frac{\varrho_s P_x - \frac{1}{2} Q_x}{\Delta} \\ Y'(\varrho_s) &= -\frac{\varrho_s P_y - \frac{1}{2} Q_y}{\Delta} \\ Z'(\varrho_s) &= -\frac{\varrho_s P_z - \frac{1}{2} Q_z}{\Delta} \end{aligned}\right\}, \tag{43}$$

где

$$\left.\begin{aligned} &\Delta \equiv \begin{vmatrix} x_1' & y_1' & z_1' \\ x_2' & y_2' & z_2' \\ x_3' & y_3' & z_3' \end{vmatrix} \\ &P_x \equiv \begin{vmatrix} \varrho_1 & y_1' & z_1' \\ \varrho_2 & y_2' & z_2' \\ \varrho_3 & y_3' & z_3' \end{vmatrix} \qquad Q_x \equiv \begin{vmatrix} (r_1'^2 - \varrho_1^2) & y_1' & z_1' \\ (r_2'^2 - \varrho_2^2) & y_2' & z_2' \\ (r_3'^2 - \varrho_3^2) & y_3' & z_3' \end{vmatrix} \\ &P_y \equiv \begin{vmatrix} x_1' & \varrho_1 & z_1' \\ x_2' & \varrho_2 & z_2' \\ x_3' & \varrho_3 & z_3' \end{vmatrix} \qquad Q_y \equiv \begin{vmatrix} x_1' & (r_1'^2 - \varrho_1^2) & z_1' \\ x_2' & (r_2'^2 - \varrho_2^2) & z_2' \\ x_3' & (r_3'^2 - \varrho_3^2) & z_3' \end{vmatrix} \\ &P_z = \begin{vmatrix} x_1' & y_1' & \varrho_1 \\ x_2' & y_2' & \varrho_2 \\ x_3' & y_3' & \varrho_3 \end{vmatrix} \qquad Q_z \equiv \begin{vmatrix} x_1' & y_1' & (r_1'^2 - \varrho_1^2) \\ x_2' & y_2' & (r_2'^2 - \varrho_2^2) \\ x_3' & y_3' & (r_3'^2 - \varrho_3^2) \end{vmatrix} \end{aligned}\right\}. \tag{44}$$

Подставляя уравнения (43) в первое уравнение (42), получаем

$$\Big[\varrho_s^2 P_x^2 - \varrho_s P_x Q_x + \frac{1}{4} Q_x^2 + \varrho_s^2 P_y^2 - \varrho_s P_y Q_y + \\ + \frac{1}{4} Q_y^2 + \varrho_s^2 P_x^2 - \varrho_s P_z Q_z + \frac{1}{4} Q_z^2\Big] \frac{1}{\Delta^2} = \varrho_s^2, \tag{45}$$

$$\varrho_s^2 (P_x^2 + P_y^2 + P_z^2 - \Delta^2) - \varrho_s (P_x Q_x + P_y Q_y + \\ + P_z Q_z) + \frac{1}{4} (Q_x^2 + Q_y^2 + Q_z^2) = 0. \tag{46}$$

Решая эти квадратные уравнения относительно ϱ_s, получим

$$\varrho_s = \frac{1}{2(P_x^2 + P_y^2 + P_z^2 - \Delta^2)} \Big[(P_x Q_x + P_y Q_y + P_z Q_z) + \\ + \sqrt{(P_x Q_x + P_y Q_y + P_z Q_z)^2 - (Q_x^2 + Q_y^2 + Q_z^2)(P_x^2 + P_y^2 + P_z^2 - \Delta^2)}\Big]. \tag{47}$$

Поскольку ϱ_s представляет собой расстояние, оба решения будут действительными величинами, и по крайней мере одно из них должно быть положительным. Вопрос о том, может ли иметь место случай, когда оба решения в пределах рассматриваемой задачи будут положительными, достаточно детально еще не исследован. По-видимому, даже в этом случае выбор подходящего решения может быть сделан на базе других критериев.

Величину ϱ_s, выраженную как функцию только известных величин, подставим в уравнения (43), а полученные выражения — в уравнения (36). В результате получим значения координат X, Y, Z, определяющих положение допплеровского приемника относительно системы координат $0xyz$, фиксированной по отношению к Земле

$$\left.\begin{aligned} X &= x_s - \frac{\varrho_s P_x - \frac{1}{2} Q_x}{\Delta} \\ Y &= y_s - \frac{\varrho_s P_y - \frac{1}{2} Q_y}{\Delta} \\ Z &= z_s - \frac{\varrho_s P_z - \frac{1}{2} Q_z}{\Delta} \end{aligned}\right\}, \qquad (48)$$

где ϱ_s задается уравнением (47), а Δ, P_x, P_y, P_z, Q_x, Q_y и Q_z — уравнениями (44); r'^2_1, r'^2_2, r'^2_3 определяются уравнениями (41), а x'_1, x'_2, x'_3, y'_1, y'_2, y'_3, z'_1, z'_2, z'_3 — уравнениями (38).

Приведенное выше решение системы четырех совместных квадратных уравнений представляет собой общую точку пересечения всех четырех сфер, имеющих радиусы ϱ_s, $\varrho_1 + \varrho_s$, $\varrho_2 + \varrho_s$ и $\varrho_3 + \varrho_s$, причем центры этих сфер расположены в четырех точках $\mathbf{r}(t_s) \equiv \mathbf{r}_s$, $\mathbf{r}_0(t_1) \equiv \mathbf{r}_1$, $\mathbf{r}_0(t_2) \equiv \mathbf{r}_2$, $\mathbf{r}_0(t_3) \equiv \mathbf{r}_3$, соответствующих четырем положениям спутника на орбите в моменты t_s, t_1, t_2, t_3.

Это отчетливо можно видеть из следующих геометрических построений, аналогичных построениям, рассматривавшимся в предыдущем разделе («дифференциальный» метод). Используя первую сферу радиуса ϱ_s, центр которой находится в точке $\mathbf{r}_s \equiv [x_s, y_s, z_s]$, соответствующей положению спутника на орбите в момент t_s, как «специальную» сферу, на которой, как нам уже известно, находится точка расположения допплеровского приемника $\mathbf{R} \equiv [X, Y, Z]$, рассмотрим общее геометрическое место пересечения остальных трех сфер с этой специальной сферой. Очевидно, каждая кривая, изображающая геометрическое место точек пересечения этих трех сфер, представляет собой окружность, лежащую на специальной сфере и определяющую плоскость, расположенную под углом 90° к прямой, на которой находятся центры этих окружностей и которая проходит через центры соответствующей пары взаимно пересекаю-

щихся сфер. Радиус a_{si} ($i = 1, 2, 3$) этой окружности зависит от величины радиусов ϱ_s и $\varrho_i + \varrho_s$ ($i = 1, 2, 3$) этих сфер и расстояния между их центрами $r'_i = |\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_s|$ ($i = 1, 2, 3$) и определяется выражением

$$\frac{1}{2} r'_i a_{si} = m_i (m_i - \varrho_s) [m_i - (\varrho_i + \varrho_s)] (m_i - r'_i), \tag{49}$$

где $m_i \equiv \frac{1}{2} [\varrho_s + (\varrho_i + \varrho_s) + r'_i]$ ($i = 1, 2, 3$). Нетрудно видеть, что правая и левая части этого уравнения определяют площадь треугольника, изображенного на фиг. 6.

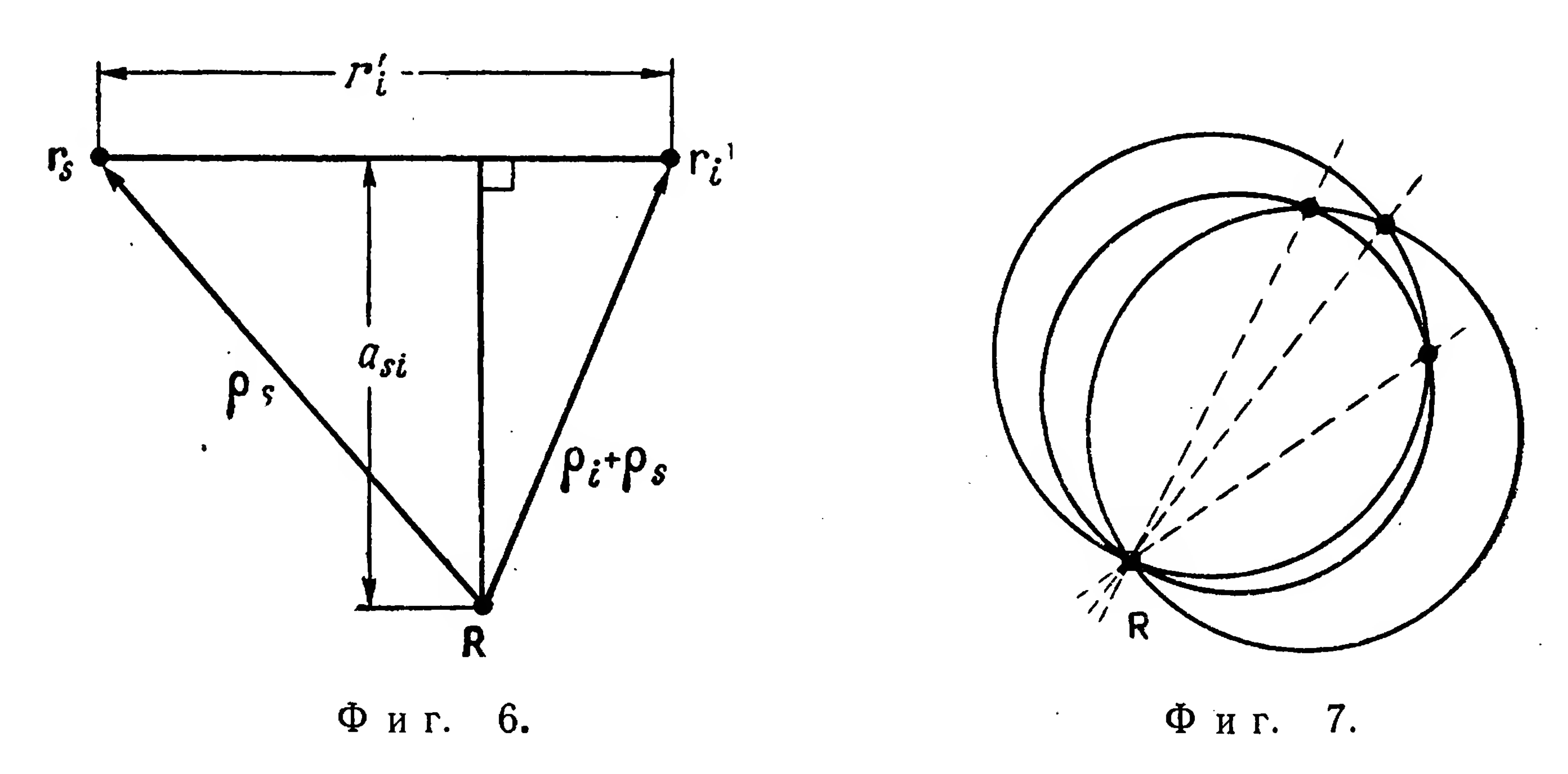
В общем случае, когда орбита спутника, определенная в системе координат, фиксированной относительно поверхности Земли, обладает как кривизной, так и скручиванием (см. предыдущий раздел), четыре положения спутника на этой орбите $\mathbf{r}_s$, $\mathbf{r}_1$, $\mathbf{r}_2$, $\mathbf{r}_3$, в которых расположены центры четырех окружностей, не будут компланарны, и поэтому три прямые, проведенные из центра специальной сферы к центрам остальных трех сфер, также не будут компланарны. Следовательно, три плоскости, определяемые окружностями пересечения этих трех сфер со специальной сферой, будут также взаимно пересекаться, образуя прямые, имеющие разные направления.

Окружности пересечения второй и третьей сферы со специальной сферой взаимно пересекаются в двух различных точках, лежащих на специальной сфере и на прямой, образованной пересечением пары плоскостей, определяемых этими двумя окружностями. Точно так же окружности пересечения второй и четвертой сферы со специальной сферой и такие же окружности пересечения третьей и четвертой сферы со специальной сферой взаимно пересекаются в двух различных точках, лежащих на специальной сфере и на прямых, образованных пересечением соответствующей пары плоскостей, определяемых каждой парой таких окружностей пересечения.

Таким образом, в общем случае четыре сферы взаимно пересекаются в трех парах точек, лежащих на специальной окружности. (Мы не рассматриваем точки, в которых вторая, третья и четвертая сферы взаимно пересекаются, и некоторые из них не лежат на специальной сфере.) Одна точка каждой из трех пар точек пересечения, лежащих на специальной сфере, определяет положение допплеровского приемника **R**, который оказывается расположенным в общей точке пересечения всех четырех сфер. Вторые точки каждой из трех пар точек пересечения не совпадают друг с другом и с общей точкой пересечения, поскольку каждая из них лежит на одной из трех прямых, проходящих через общую точку пересечения **R** и имеющих различные направления. Схематически это показано на фиг. 7.

В частном случае, когда орбита спутника оказывается расположенной в одной плоскости (см. предыдущий раздел), положения

центров четырех сфер $\mathbf{r}_s$, $\mathbf{r}_1$, $\mathbf{r}_2$, $\mathbf{r}_3$ лежат в этой плоскости, и поэтому три прямые, проведенные из центра специальной сферы к центрам остальных трех сфер, оказываются компланарными. Следовательно, все три плоскости, определяемые окружностями пересечения этих трех сфер со специальной сферой, нормальны к плоскости, в которой находится орбита спутника, и пересекаются по трем взаимно параллельным прямым. Поскольку все три прямые проходят через общую точку пересечения **R** всех четырех сфер, все эти прямые будут коллинеарными. Следовательно, и три вторые



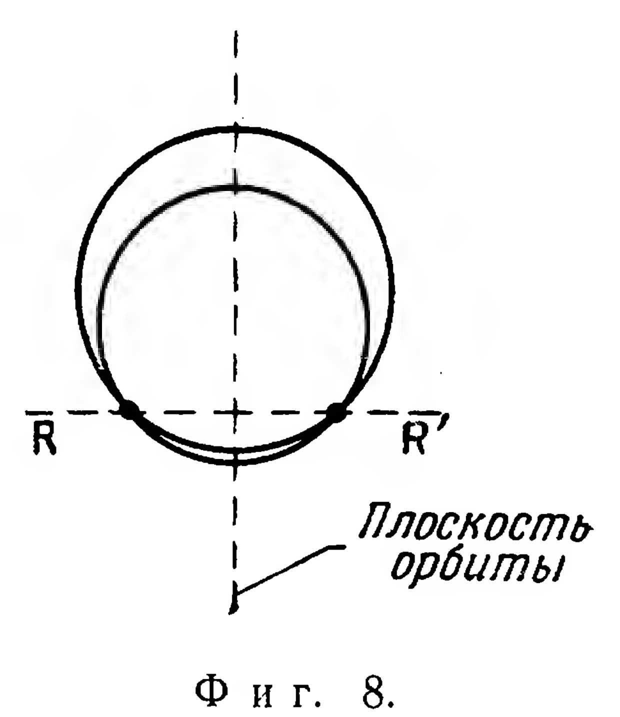
Фиг. 6. Фиг. 7.

точки каждой из трех пар точек пересечения окружностей, образующихся пересечением со специальной сферой, совпадают во второй общей точке пересечения. Положение этой точки пересечения **R**′ всех четырех сфер будет симметрично относительно первой точки **R**, определяющей положение допплеровского приемника, при этом ось симметрии будет лежать в плоскости орбиты спутника.

Очевидно, что в этом случае, характеризующемся наличием плоскостной симметрии, двузначность определения положения допплеровского приемника может быть устранена (как отмечалось в предыдущем разделе) только путем использования информации, получаемой методами, отличными от только что рассмотренного. Более того, положение допплеровского приемника **R** (без устранения двузначности) может быть найдено в этом случае как общая точка пересечения только трех сфер, центры которых находятся в трех точках $\mathbf{r}_s$, $\mathbf{r}_1$, $\mathbf{r}_2$, расположенных на орбите. Этот случай схематически показан на фиг. 8.

Во втором частном случае, рассмотренном в предыдущем разделе, когда орбита спутника представляет собой простую прямую линию, три прямые, проведенные из центра специальной сферы к центрам трех остальных сфер, будут коллинеарны с орбитой. Следовательно, три плоскости, определяемые тремя окружностями

пересечения этих трех сфер со специальной сферой, будут взаимно параллельны. Поскольку все три плоскости проходят через общую точку пересечения **R** всех четырех сфер, все они будут компланарны. Следовательно, три окружности пересечения совпадут, и поэтому определение положения **R** допплеровского приемника рассмотренным методом будет многозначным. Очевидно, в этом случае осевой симметрии положение допплеровского приемника **R** может быть найдено (многозначно) как окружность пересечения только двух сфер, центры которых расположены в двух точках $\mathbf{r}_s$, $\mathbf{r}_1$, лежащих на орбите спутника.



Фиг. 8.

Как и в случае круговых полуконусов, сферы, центры которых лежат во всех возможных положениях спутника, образуют непрерывное семейство взаимно пересекающихся поверхностей. Это семейство имеет огибающую, аналитическое определение которой может быть получено из типового уравнения сферы способом, описанным в предыдущем разделе. Общая точка пересечения всех сфер является фокальной точкой этой огибающей, которая может быть определена непосредственно из уравнений огибающей. Однако, как и в предыдущем случае, эта задача еще не решена.

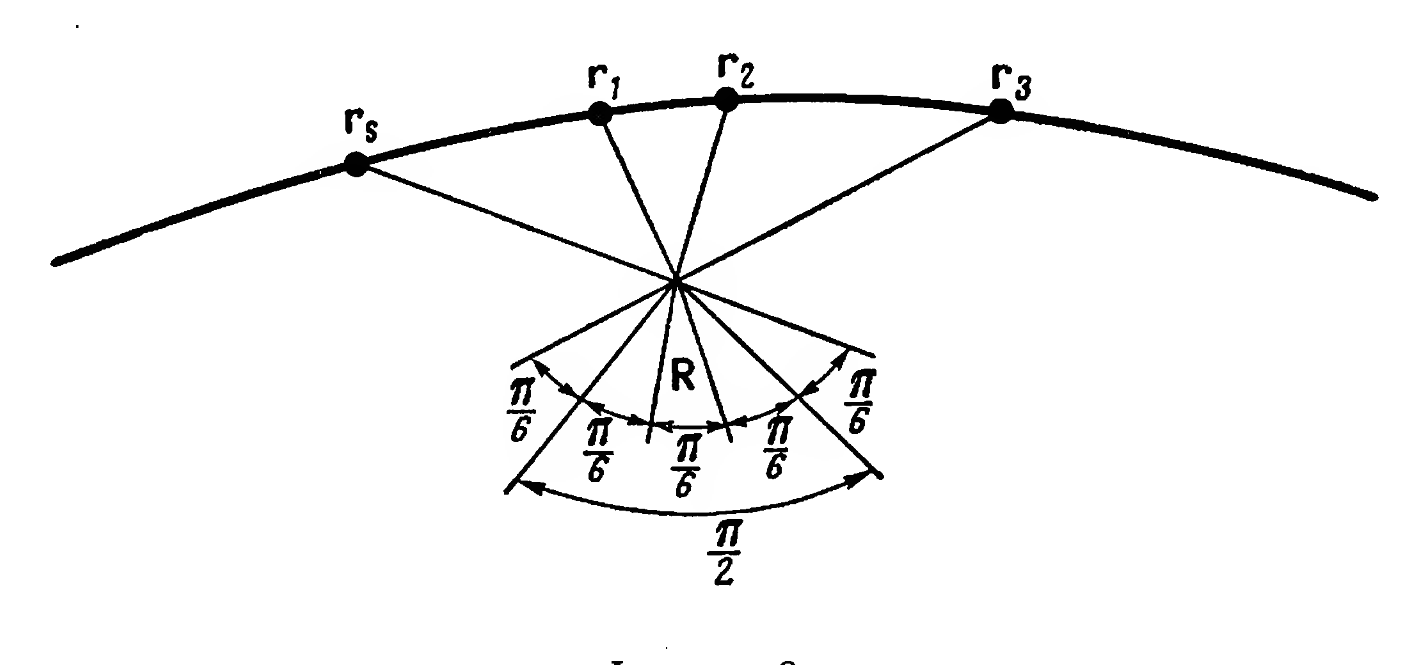
ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ

В идеальном случае (см. предыдущие разделы) орбита спутника $\mathbf{r}_0(t)$ и измеренные значения $\dot{\varrho}(t)$ или, что то же самое, интеграл $\varrho_i(t_i) = \varrho_i(t_i) - \varrho_s(t_s)$ рассматриваются как точно известные в любой момент времени. При этом конкретный выбор четырех положений спутника, используемых для определения положения **R** допплеровского приемника, при любом методе оказывается безразличным.

В реальном случае вследствие неопределенности этих четырех положений и измеренных величин, естественно, возникает вопрос: насколько влияет любой конкретный выбор этих точек на орбите на точность, с которой может быть определено положение допплеровского приемника **R** рассмотренными выше методами.

По-видимому, можно сформулировать вариационную задачу, решение которой могло бы определить оптимальный выбор таких четырех точек на орбите в пределах практически возможной области вариаций положения этих точек. Такой аналитический подход к решению рассмотренного вопроса до сих пор еще не применялся. Однако общий ответ на этот вопрос может быть дан из геометрических соображений следующим образом.

Хорошо известно, что отклонения от истинного положения точки пересечения двух прямых с фиксированными направлениями, но смещенных относительно их истинного положения на небольшое расстояние в любом направлении в плоскостях, нормальных к этим прямым, оказываются наименьшими в том случае, когда эти прямые будут взаимно ортогональны. Поскольку угол пересечения уменьшается от наибольшего возможного значения, равного $\pi/2$, отклонение точки пересечения от ее истинного положения увеличивается пропорционально котангенсу этого угла, стремясь к бесконечно большой величине по мере того, как угол стремится к нулю.



Фиг. 9.

Таким образом, для наиболее точного определения общей точки пересечения с помощью «дифференциального» метода, положения на орбите вершин четырех полуконусов (один из которых может быть специальной плоскостью) должны выбираться таким образом, чтобы углы, образуемые касательными к орбите в этих точках, имели наибольшую величину в пределах ограничений, налагаемых формой орбиты и рабочим диапазоном допплеровского приемника.

Для «интегрального» метода положения центров четырех сфер $\mathbf{r}_s$, $\mathbf{r}_1'$, $\mathbf{r}_2'$, $\mathbf{r}_3'$ на орбите спутника должны выбираться таким образом, чтобы углы пересечения касательных конусов, построенных на окружностях пересечения каждой пары сфер, имели наибольшую величину в пределах указанных выше ограничений. Это условие схематически иллюстрируется фиг. 9.

Заметим, что расстояние между двумя внешними положениями $\mathbf{r}_s$ и $\mathbf{r}_3$ может быть значительно меньше расстояния между двумя крайними точками на орбите, которые могут использоваться при наличии допплеровского приемника, расположенного в заданной точке **R**.

В связи с этим существенным преимуществом является то обстоятельство, что спутник движется в аксиально симметричном гравитационном поле сплющенного сфероида и, следовательно,

не привязан к плоскости, фиксированной в инерциальной системе координат. Поэтому скручивание его орбиты относительно системы координат $0xyz$, фиксированной относительно поверхности Земли, происходит не только вследствие вращения Земли вокруг ее оси. Конечно, это положение справедливо только в том случае, если параметры орбиты, передаваемые со спутника, относятся к орбите, форма которой отличается от классического эллипса, и если точность расчета формы орбиты на основании принятых данных будет достаточно высокой для более сложной задачи.

Кроме точности расчета положения спутника на орбите, точность определения положения допплеровского приемника в значительной степени зависит от точности измерения величины мгновенного и суммарного допплеровского смещения частоты и точности расчета этого положения с помощью предварительно вычисленных и измеренных величин.

Оба метода, рассмотренные в настоящей статье, требуют знания предварительно рассчитанных и измеренных величин, относящихся только к четырем, соответствующим образом расположенным положениям спутника на орбите. Следовательно, число расчетных операций, требуемых при любом из этих методов, оказывается существенно меньше, чем число расчетных операций, требующихся в большинстве статистических методов, базирующихся на использовании большого числа избыточных данных. В этом смысле «интегральный» метод обладает определенными преимуществами перед «дифференциальным», потому что он требует только знания координат, характеризующих положение спутника в четырех точках орбиты, в то время как «дифференциальный» в дополнение к уже указанным величинам требует знания первых и вторых производных функции, описывающей орбиту в этих положениях.

Оба метода могут, конечно, использоваться при наличии избыточных данных, получаемых при любом практически приемлемом числе совокупностей данных, определяемых для четырех положений спутника, при условии последующего определения взвешенного среднего значения координат положения допплеровского приемника, определяемых по данным каждой совокупности.

Поскольку как мгновенный, так и суммарный допплеровский сдвиг частоты определяются с помощью методов, основанных на счете импульсов, измеренные значения последних представляют собой по существу скользящее среднее значение монотонно увеличивающейся функции, а не функцию саму по себе. В отличие от этого относительная ошибка определения суммарного допплеровского сдвига частоты уменьшается по мере увеличения длительности процесса счета, что в свою очередь приводит к увеличению точности измеренного значения суммарного допплеровского сдвига частоты, относящегося ко второму значению положения спутника на орбите.

9 Заказ № 941

Таким образом, «интегральный» метод обладает дополнительным преимуществом, состоящим в увеличении точности измеренных данных и уменьшении числа предварительных расчетных операций, производимых над принятыми данными.

Предварительное исследование ошибок, связанных с процессом расчета положения **R** допплеровского приемника при помощи «интегрального» метода, показало, что хотя явная форма решения, определяемая правилом Крамера, не пригодна для численных расчетов вследствие наличия детерминантов «с поврежденными условиями», все же при использовании более эффективных числовых методов расчета может быть достигнута достаточно хорошая точность.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование параметров орбиты навигационного спутника совместно с измеренными значениями допплеровского сдвига частоты в соответствии с изложенным в настоящей статье «интегральным» методом позволяет создать достаточно точную и не слишком сложную навигационную систему. Предварительное изучение точности такой системы показывает, что основная ошибка будет получаться главным образом за счет вычислений, а не измерений. В результате этого ошибка может поддерживаться в пределах относительно небольшой величины.

III. СИСТЕМЫ НАБЛЮДЕНИЯ ЗА КОСМИЧЕСКИМ ПРОСТРАНСТВОМ

СИСТЕМА НАБЛЮДЕНИЯ ЗА КОСМИЧЕСКИМ ПРОСТРАНСТВОМ[1])

Истон, Флеминг

По заданию ВМС США была построена система для обнаружения и сопровождения, позволяющая производить расчеты элементов орбиты обнаруженных спутников. В системе обнаружения используется передатчик непрерывных колебаний и два разнесенных приемника, снабженных антеннами, обладающими компланарными характеристиками и имеющими вид лопасти или крыла. Угол прихода отраженных сигналов измеряется на каждой станции с помощью интерферометра. Положение отражающего объекта в пределах диаграммы направленности антенны находится как точка пересечения двух лучей, имеющих направляющие углы, определенные с помощью двух приемных станций.

Две установки «Радал»[2]) описанного типа были установлены по заказу ВМС в южных штатах США. Кроме установок обнаружения и сопровождения, в состав системы входят радиолинии передачи данных, центр обработки данных, быстродействующее счетно-решающее устройство, предназначенное для определения параметров орбиты и ее прогнозирования, а также индикаторные устройства.

ВВЕДЕНИЕ

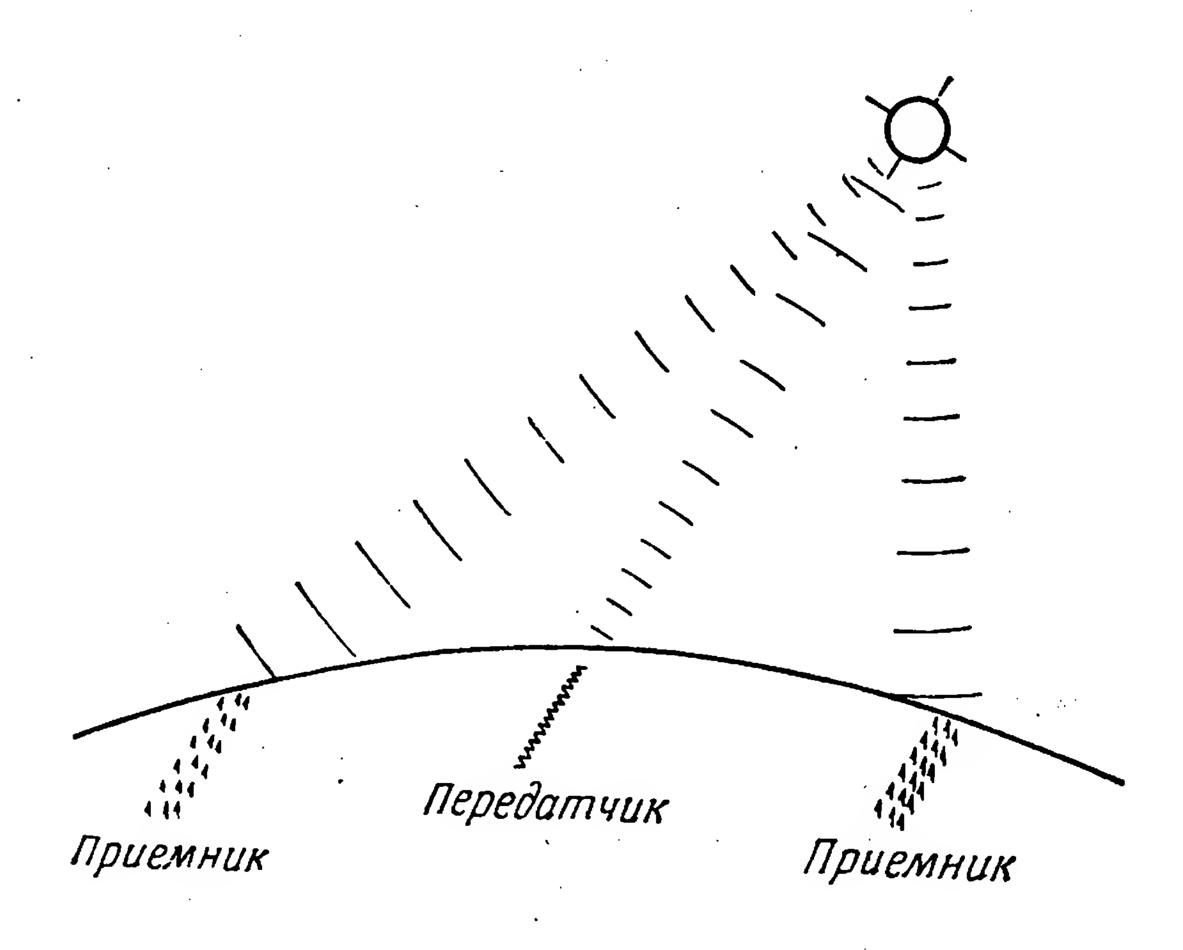
Проблема обнаружения спутников становится все более сложной вследствие больших высот и скоростей полета таких объектов, а также их малых размеров. Чем больше скорость полета, тем, с одной стороны, меньше величина времени наблюдения, но, с другой стороны, тем стабильнее траектория. Поэтому для определения орбиты требуется меньшее число независимых наблюдений, соответствующим образом распределенных вдоль эллипса. Проблема обнаружения спутников существенно отличается от задач, встречающихся при сопровождении самолетов и морских судов, для которых разработан импульсный метод радиолокации и которые представляют собой цели, обладающие высокой маневренностью и поэтому требующие непрерывного сопровождения.

---

[1]) Easton R. L., Fleming J. J., *Proc. IRE*, 48 (4), 663—669 (1960).

[2]) Radal (Radio Detection And Location) — система радиообнаружения и определения местонахождения.

В системе обнаружения, схематически показанной на фиг. 1, передатчик снабжен антенной, имеющей узкую диаграмму, которая компланарна подобным же антенным диаграммам на приемных станциях (на фиг. 1 показана только часть пучка, направленная на спутник). Положение отражающего объекта определяется путем измерения углов приема отраженных сигналов с помощью интерферометров на двух приемных станциях.



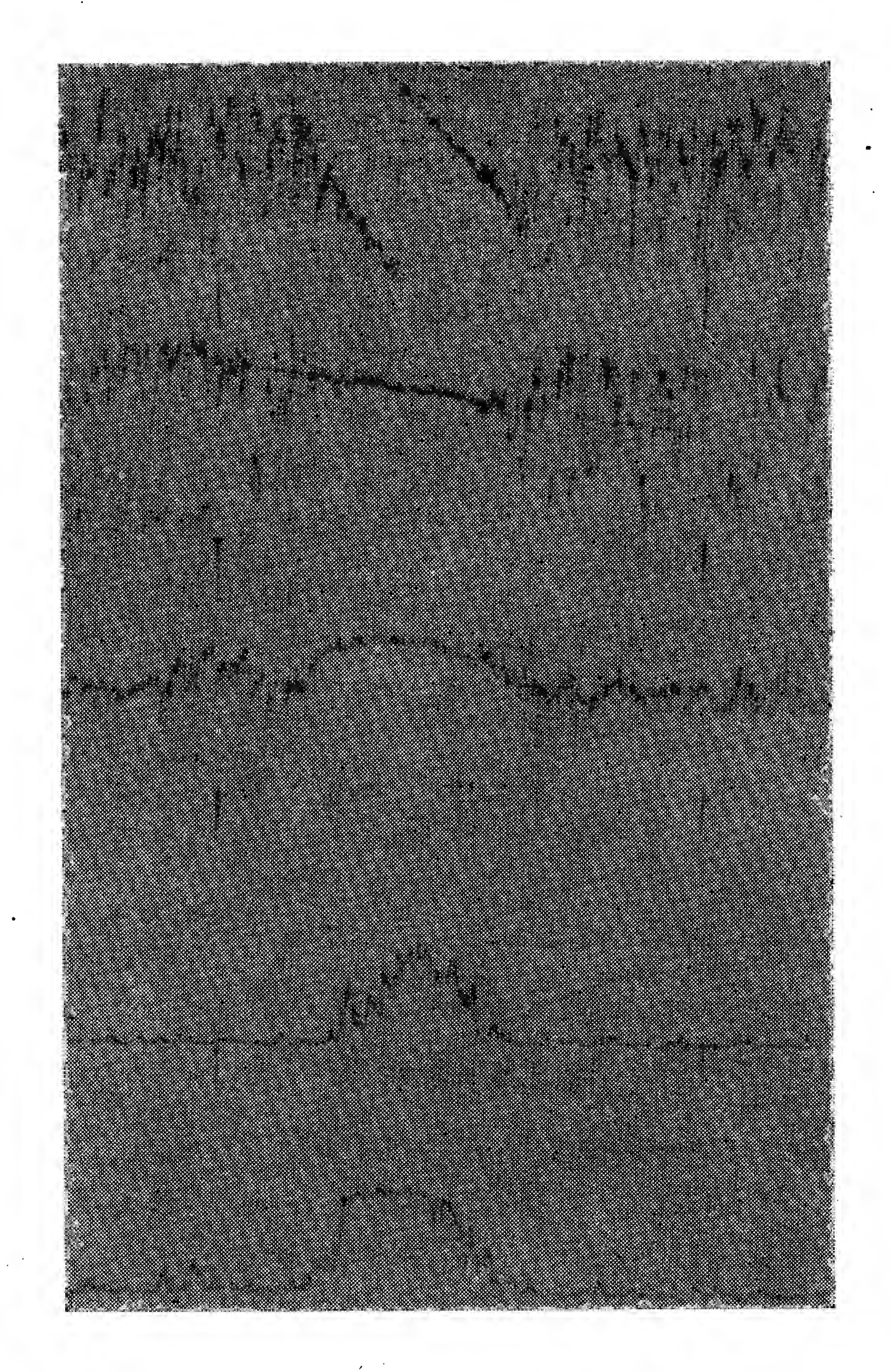
Фиг. 1. Система обнаружения, используемая для наблюдения за космическим пространством.

Работа приемных станций аналогична работе станций в известной системе «Минитрек» [1]. Нетрудно показать, что для такой системы, работающей на частоте ~100 *Мгц*, требуется иметь отраженную мощность, не превышающую несколько милливатт [2].

Одной из важнейших проблем, встречающихся в таких системах, является калибровка углов, измеренных электрическим способом, и привязка их к местным зенитным углам. Для обеспечения требуемой калибровки предлагается два метода. Один состоит в использовании кинотеодолита для фотографирования сигнальных вспышек, призводимых на калибровочном самолете. В другом методе используются сигналы, отраженные от Луны, причем по известным местным зенитным углам Луны и соответствующим электрическим отсчетам выполняется требуемая калибровка, точность которой оказывается значительно меньше точности, получаемой с помощью кинотеодолита.

Для калибровки системы по сигналу, отраженному от Луны, используется передатчик с частотной модуляцией (ЧМ) мощностью 50 *квт*, снабженный параболической антенной диаметром 15 *м*. Такой передатчик установлен в лаборатории Корпуса связи в Форт-

Монмуте (шт. Нью-Джерси). В начале 1958 г. этот передатчик использовался для получения отраженных сигналов от «Спутника II»[1]).



Фиг. 2. Отраженный сигнал, полученный от «Спутника II».

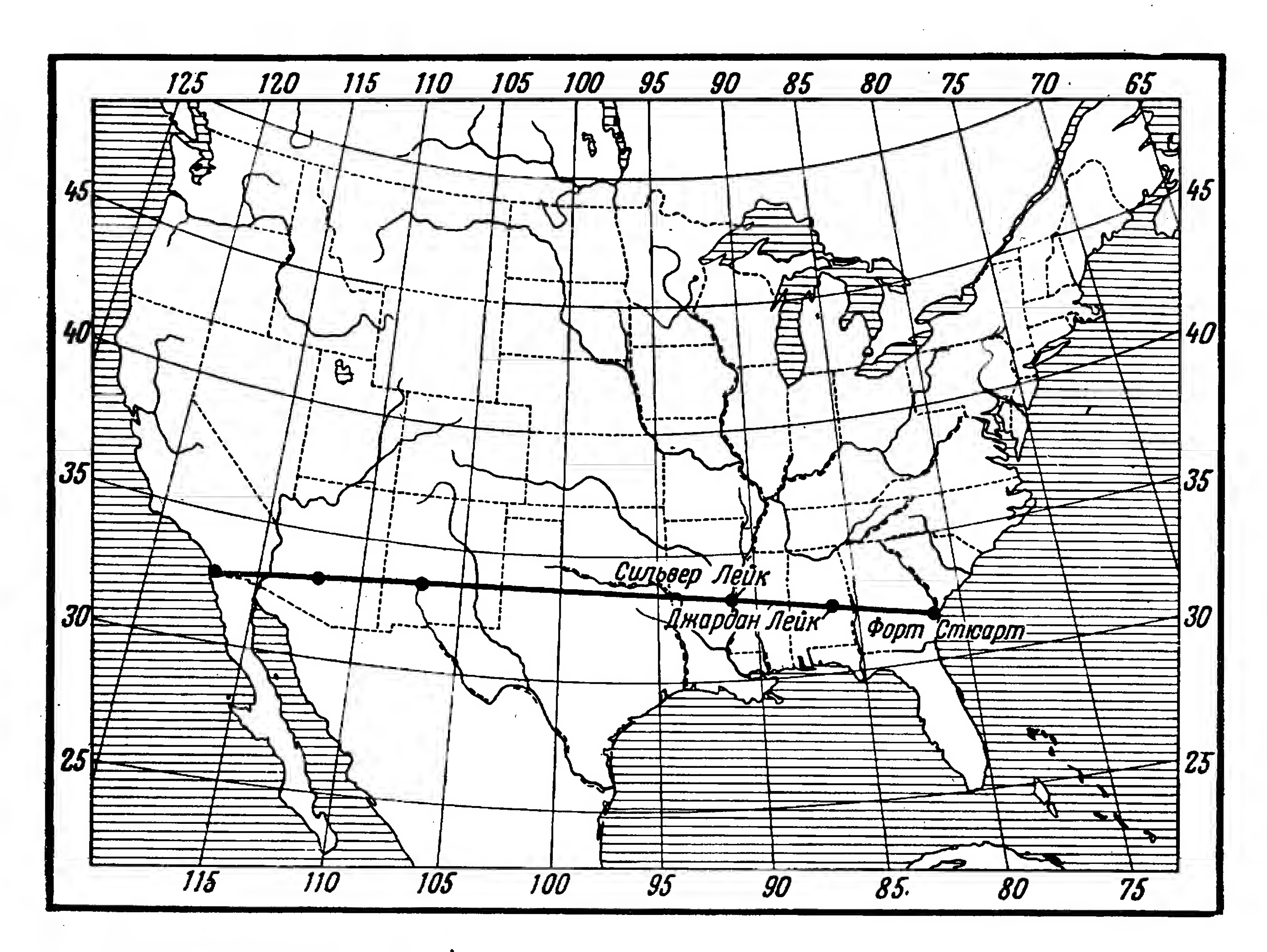
Вид сигналов, полученных при этом на станции сопровождения, показан на фиг. 2.

В 1958—1959 г. исследовательская лаборатория ВМС США создала комплекс станций сопровождения на востоке и западе

---

[1]) 2-й Советский искусственный спутник Земли; запущен 3 ноября 1957 г.— *Прим. ред.*

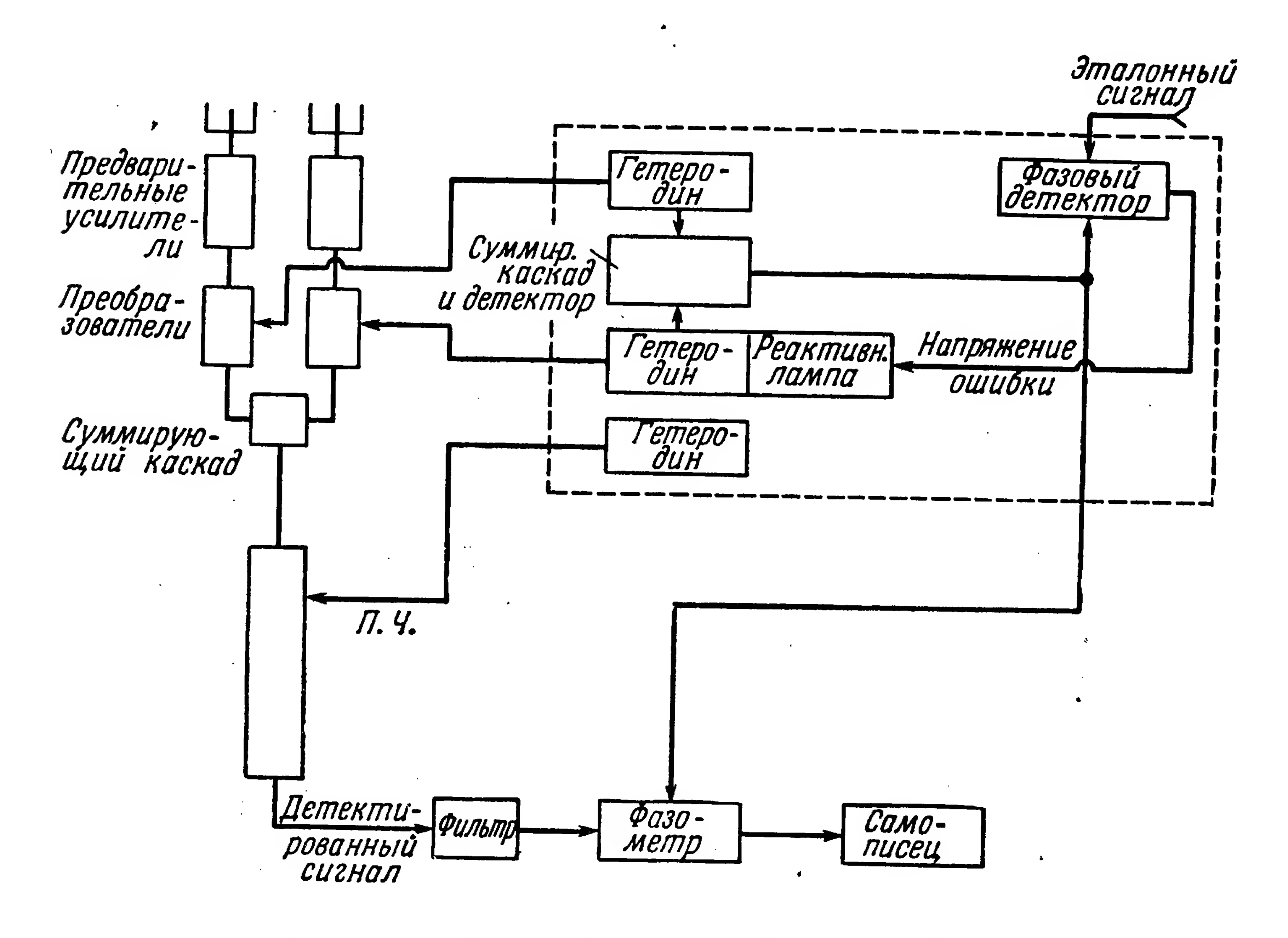
США. Размещение станций показано на фиг. 3. Этот комплекс в дальнейшем был расширен, чтобы образовать непрерывную линию станций, проходящую через все южные штаты.



Фиг. 3. Расположение станций сопровождения.

ПРИЕМНАЯ СИСТЕМА

На фиг. 4 приведена блок-схема, характеризующая принцип работы приемной системы. Сигналы, поступающие от двух антенн, усиливаются предварительными усилителями, преобразуются для выполнения необходимых фазовых измерений с помощью местных гетеродинов и затем усиливаются в одном канале, благодаря чему уменьшаются фазовые ошибки, вносимые трактом усиления. После выделения колебания разностной частоты из комбинированного сигнала, состоящего из сигналов от обеих антенн, и сравнения этого колебания с сигналом разностной частоты двух местных гетеродинов оказывается, что разность фаз этих сигналов равна разности фаз сигналов, поступающих в антенны. Нулевые отсчеты разности фаз двух сигналов в общем случае не будут соответствовать нулевой разности фаз сигналов, поступивших в антенну. Эта разница между отсчетом и истинным сдвигом фазы сигналов в антенне определяется с помощью системы калибровки.



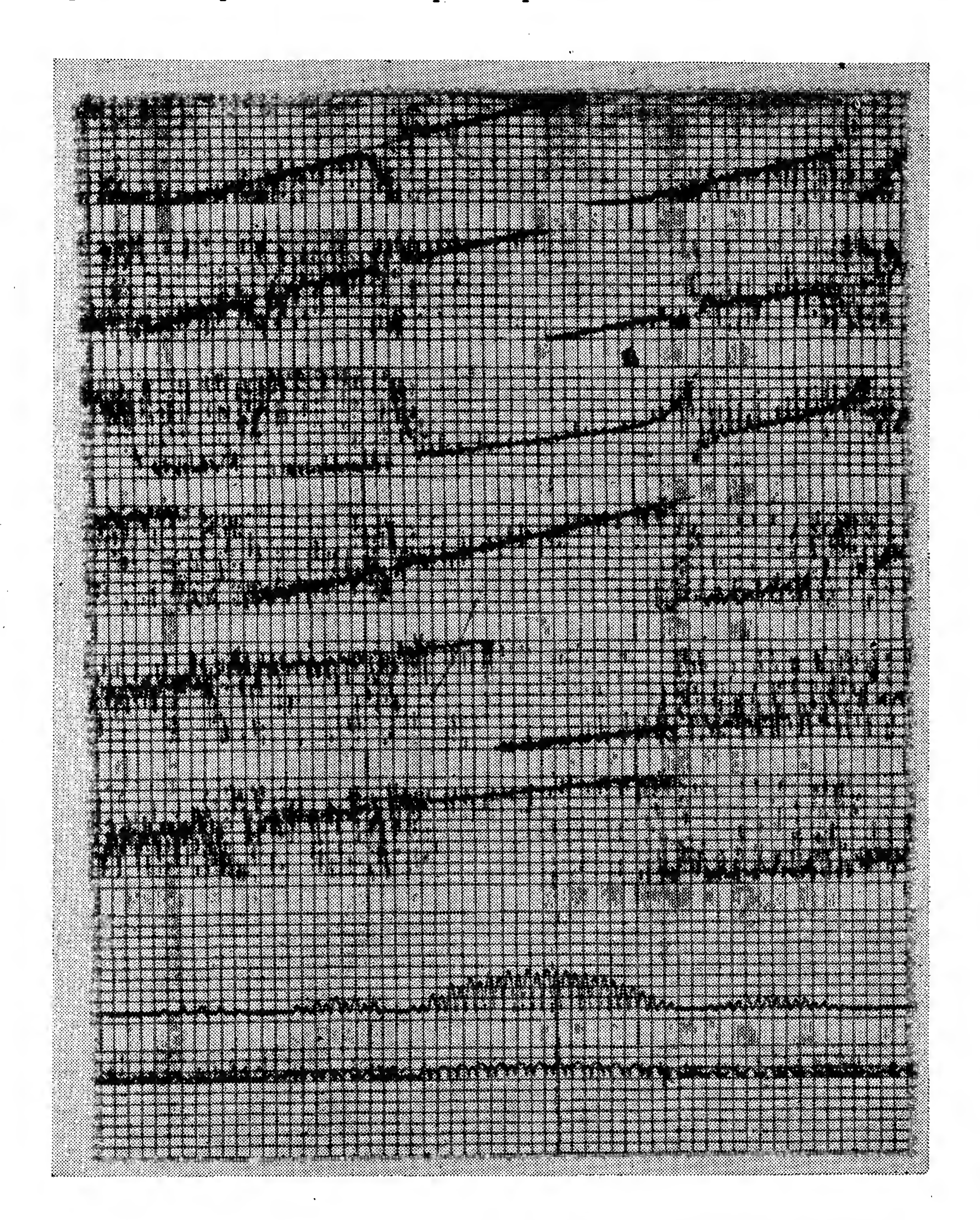
Ф и г. 4. Блок-схема приемной аппаратуры.

КАЛИБРОВКА

Как уже упоминалось выше, система интерферометра требует калибровки, причем наиболее точно она осуществляется с помощью кинотеодолита. Однако при тех размерах антенн, которые используются для наблюдений за космическими объектами, дальняя зона антенны располагается на высоте многих километров, что для обычных самолетов слишком высоко. Поэтому для калибровки требуется источник сигнала, расположенный в известной точке пространства на достаточно большом удалении. Этим требованиям удовлетворял спутник «Авангард I», положение которого было хорошо известно на основании расчетов орбиты и данным, полученным с помощью станции системы «Минитрек» при предшествующем пролете. Калибровка производится путем сравнения имеющихся данных с показаниями калибруемой системы. Поскольку данные орбиты, использованные при выполнении калибровки, были получены от станций системы «Минитрек», калиброванных по звездам, то можно считать, что калибровка станций системы космических наблюдений производится по тем же эталонам, хотя и с меньшей точностью.

СИГНАЛЫ

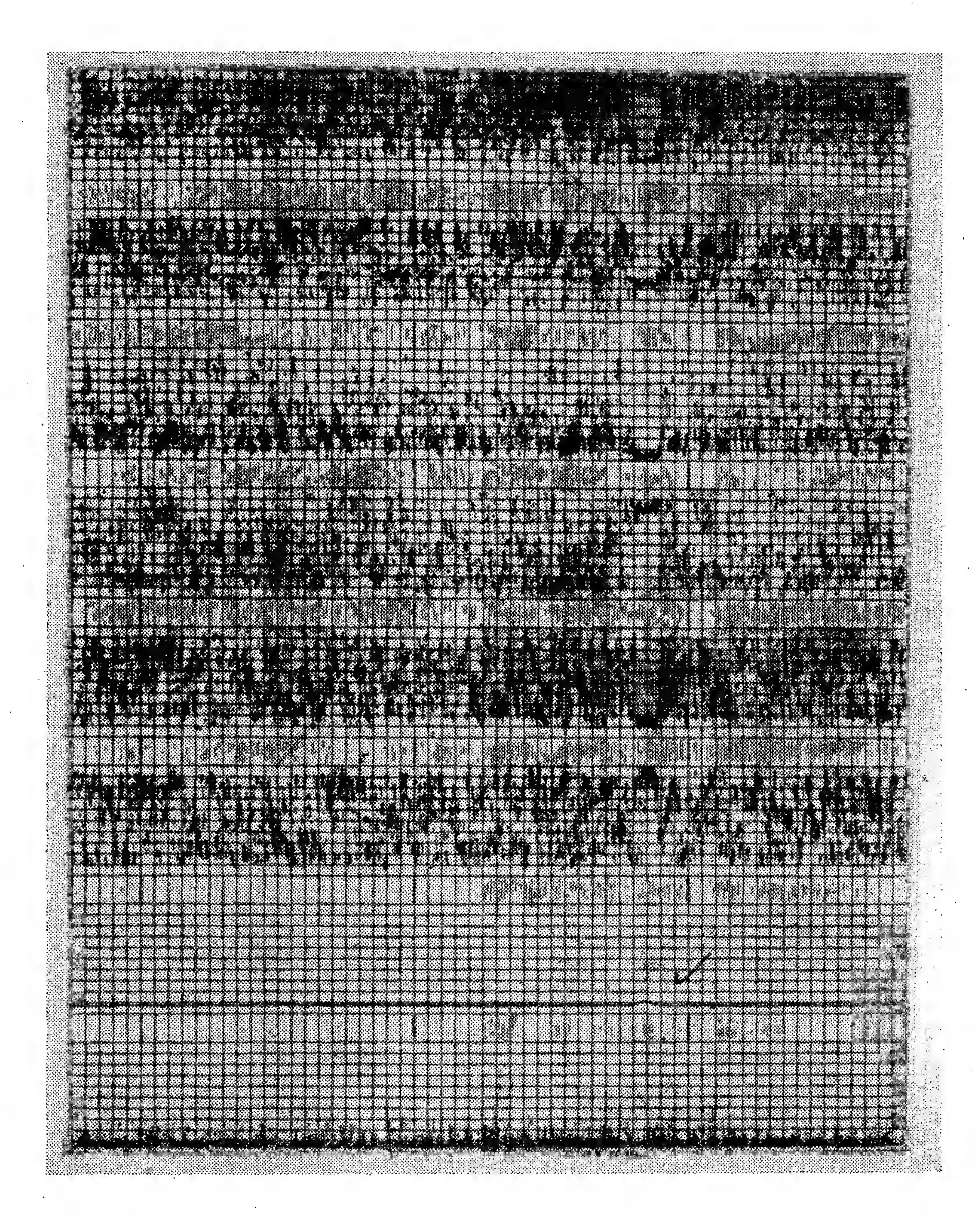
На фиг. 5 показан сигнал, полученный при калибровке по спутнику «Авангард I». Склонение этого спутника было приблизительно равно широте, по которой проходит линия станций системы



Фиг. 5. Прямой сигнал от спутника «Авангард I».

космических наблюдений, поэтому сигнал спутника оставался в лепестке антенной диаграммы в течение продолжительного времени. В общем случае отраженный сигнал оказывался совершенно идентичным прямому сигналу с той только разницей, что в отраженных сигналах содержалось значительно больше шумов. Вид отраженного сигнала, полученного от другого спутника, показан на фиг. 6.

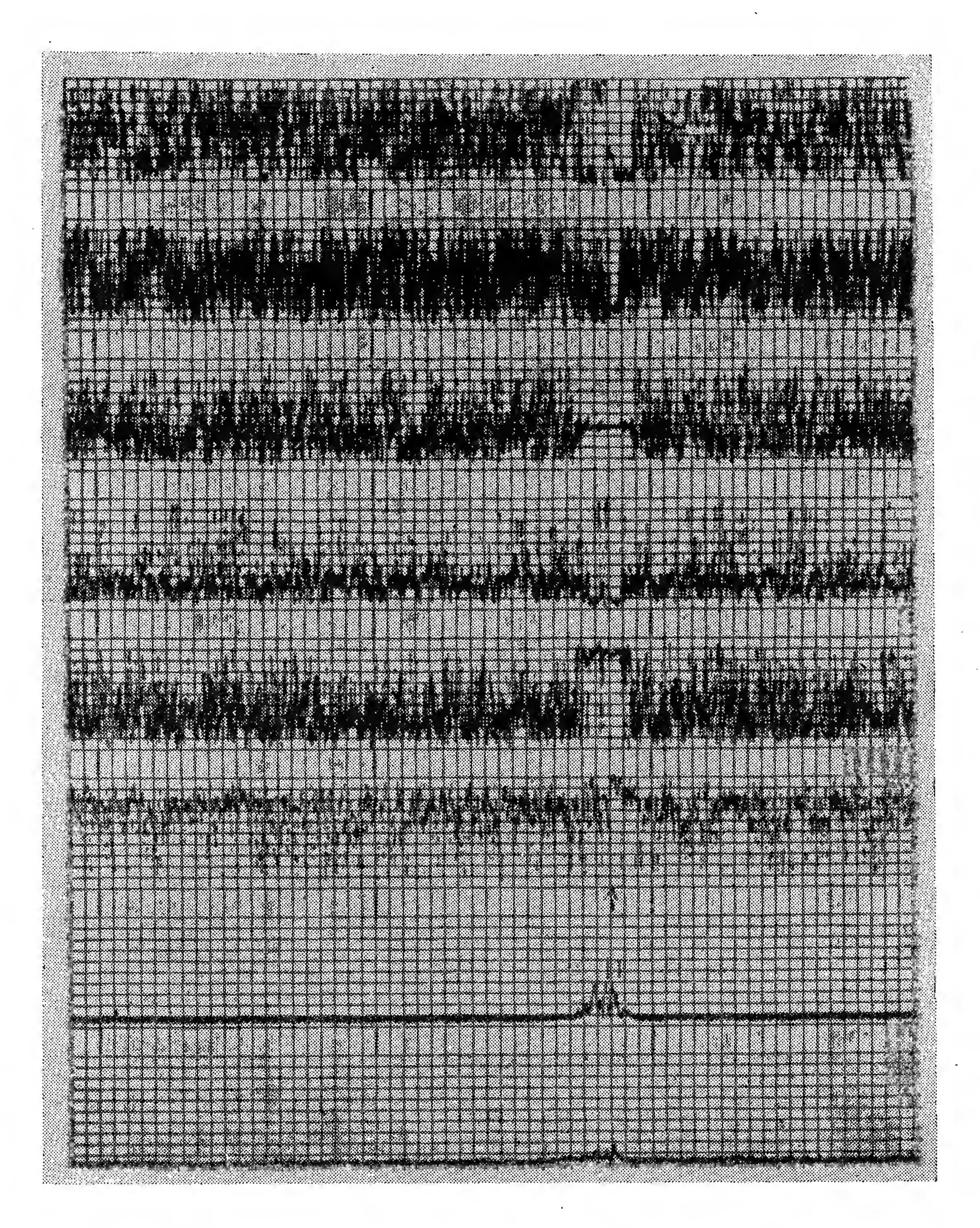
Кроме сигналов, отраженных от спутников, в принятом сигнале присутствует большое число посторонних сигналов, которые представляют собой отражения от потоков метеоритов и пролетающих самолетов или сигналы, излучаемые с активных спутников,



Фиг. 6. Сигнал, отраженный от спутника.

а также идущие из районов электрических гроз, или излучаемые звездами, или же появляющиеся в результате прямого прохождения сигнала передатчика в приемник, а также сигналы, возникающие в результате промышленных помех. Наиболее распространенным видом помех являются сигналы, отраженные от метеоритов. На фиг. 7 показан вид сигнала, полученного в период высокой активности метеоритных потоков.

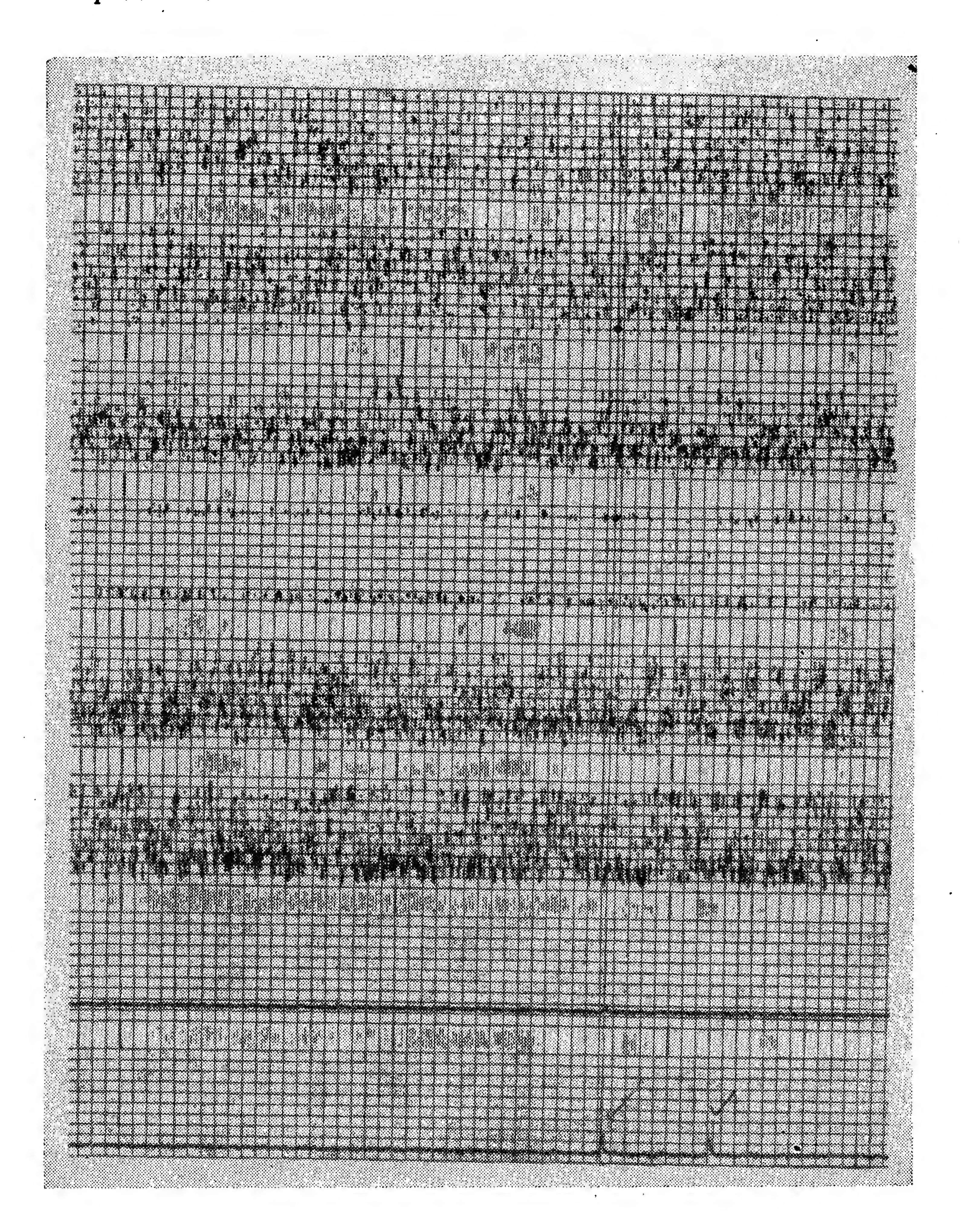
Простейший способ уменьшения влияния отражений от метеоритных потоков показан на фиг. 8. В этом случае используется



Фиг. 7. Сигнал, отраженный от метеоритного потока.

различная поляризация передающей и приемной антенн. На рисунке показана запись сигналов, получающихся при использовании приемной антенны, имеющей одинаковую и различную поляризацию с передающей антенной. Подсчет появления случайных помех в двух приемных каналах показывает, что приемной антенной, имеющей поляризацию, противоположную поляризации передающей антенны, воспринимается только 5% помех по сравнению с чис-

лом помех, принимаемых антенной, имеющей ту же поляризацию, что и передающая.



Фиг. 8. Уменьшение отражений от метеоритных потоков за счет использования различной поляризации передающей и приемной антенн.

Нижняя запись показывает вид выходного сигнала при одинаковой поляризации передающей и приемной антенн; верхняя запись — вид выходного сигнала при различной поляризации передающей и приемной антенн.

Причина уменьшения влияния метеоритных отражений при таком способе приема состоит в том, что метеоритные потоки в общем случае формируются ниже уровня ионосферы и что наиболее

вероятное возбуждение электрических колебаний в метеоритных потоках происходит вследствие возникновения колебаний отдельных электронов в плоскости поляризации возбуждающего элемента. Поскольку колебание, возбуждаемое передающей антенной в метеоритных потоках, проходящих на обычных высотах, не испытывает влияния фарадеевского вращения, отраженные сигналы, создаваемые метеоритами, будут иметь поляризацию, аналогичную поляризации передающей антенны и, следовательно, отличающуюся от поляризации приемной антенны. При этих условиях можно рассчитывать, что уровень помех, создаваемых отражениями от метеоритных потоков, будет мал. Сигналы, отражаемые от спутника, возникают либо в пределах ионосферы, либо в зоне, расположенной выше ионосферы, и поэтому поляризация этих сигналов подвергается воздействию фарадеевского вращения, благодаря чему поляризация сигнала, принимаемого от спутника, может носить случайный характер.

СТАНЦИИ

В состав станций системы входят большие антенные устройства. На фиг. 9 показано расположение передающих антенн станции в Джордан Лейк. Антенные системы форта Стюарт применяются для научно-исследовательских целей и поэтому имеют размеры,



Фиг. 9. Передающая станция в Джордан Лейк.

превышающие размеры других приемных станций. На каждой приемной станции информация, получаемая от фазометров, поступает как на приборы с непосредственным отсчетом, так и на телефонные линии для передачи в реальном времени в научно-исследовательскую лабораторию ВМФ. Для передачи данных используется стандартная телеметрическая система с ЧМ поднесущими, которые непосредственно передаются по телефонным линиям связи.



Ф и г. 10. Счетно-решающее устройство ВМФ.

ОПЕРАТИВНЫЙ ЦЕНТР НАБЛЮДЕНИЙ ЗА КОСМИЧЕСКИМ ПРОСТРАНСТВОМ

В течение экспериментальной фазы работы системы координационный центр наблюдений за космическим пространством располагался в научно-исследовательской лаборатории ВМФ. Он нормально работал по 8 *час* в день в течение 5 дней в неделю. Отдел, занимающийся экспериментальной разработкой усовершенствованной оперативной техники, также располагался в этой лаборатории и использовался для помощи Оперативному центру наблюдения за космическим пространством, расположенному в Дальгрене, который работал круглосуточно всю неделю. Информация в виде аналоговых данных, характеризующая фазу и уровень принимаемого сигнала и представляющая интерес, считывалась сразу же после записи. Наблюдения использовались как для уточнения прогнозирования положения известных спутников, так и для определения орбит неизвестных спутников, пересекающих линию станций системы наблюдения за космическим пространством.

Оперативный центр наблюдений за космическим пространством имел возможность использовать счетно-решающее устройство артиллерийского управления ВМФ, которое по своим параметрам (высокая точность, обеспечиваемая использованием 13 значащих децимальных разрядов, не считая разрядов, знака и показателя экспоненты, а также высокое быстродействие — 15 000 операций в 1 *сек*) оказалось весьма пригодным для расчетов элементов орбит. Внеш-

ний вид счетно-решающего устройства показан на фиг. 10; характеристики этого устройства приведены в следующей таблице:

Тип системы	децимальная (с автоматически плавающей
Размер «слова»	запятой) 16 разрядов и проверочный разряд
Программа	3-адресная
Емкость запоминающих устройств	2000 «слов» по (16 разрядов каждое) — электростатическая память 20 000 «слов» — дополнительное запоминание на магнитных сердечниках
Время заполнения запоминающих устройств	8 *мксек*
Время перемножения	31 *мксек*
Время сложения	15 *мксек*
Число блоков с записью на магнитную ленту	8 оперативных с 70 000 кодовых комбинаций в 1 *сек*
Буквопечатающие устройства	2 механических при скорости 300 кодовых комбинаций в 1 *сек* 1 оптическое буквопечатающее устройство с выдачей 15 000 кодовых комбинаций в 1 *сек*

РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ ОРБИТЫ

Расчет элементов орбиты спутников разделяется на два этапа:

а) определение элементов орбиты из наблюдений;

б) прогнозирование будущего положения спутника с помощью этих элементов (описание эфемерид).

При первоначальном определении и прогнозировании элементов орбиты использовался метод численного интегрирования [3, 4]. Для описания эллиптической орбиты в некоторый заданный отрезок времени T_0 (называемый эпохой) требуется знание 6 элементов. Эти элементы получаются из наблюдений, когда имеется достаточно информации, определяющей значение и направление вектора положения и вектора скорости в заданный момент времени.

Элементы орбиты автоматически уточняются в счетно-решающем устройстве с помощью последовательных операций дифференциальных коррекций до тех пор, пока остаточные разности между всеми наблюдениями и точками орбиты, рассчитанными с помощью этих элементов, не сделаются достаточно малыми. Наиболее пригодная совокупность элементов орбиты используется для расчета вектора положения спутника в геоцентрической инерциальной системе координат для прогнозирования в любую последующую минуту будущего времени (в течение дней или недель в зависимости от типа орбиты). Как при определении, так и при предсказании орбиты положение спутника, рассчитанное с помощью элементов орбиты,

корректируется с учетом возмущений, вносимых за счет сплющенности земного шара, а также с учетом потерь на торможение, происходящее при трении в атмосфере. В зависимости от требований, предъявляемых заказчиком, необходимое прогнозирование производится несколькими способами:

а) на мировой карте (т. е. выдаются долгота и широта точки проекции спутника на поверхность Земли и высота спутника над поверхностью Земли);

б) прогнозированием координат цели с целеуказанием (наклонная дальность, азимут и угол места) для местной станции, связанной с системой общего отсчета времени. Целеуказание обеспечивает поиск и захватывание спутника радиолокационными станциями с узкой диаграммой направленности или оптическими средствами наблюдения;

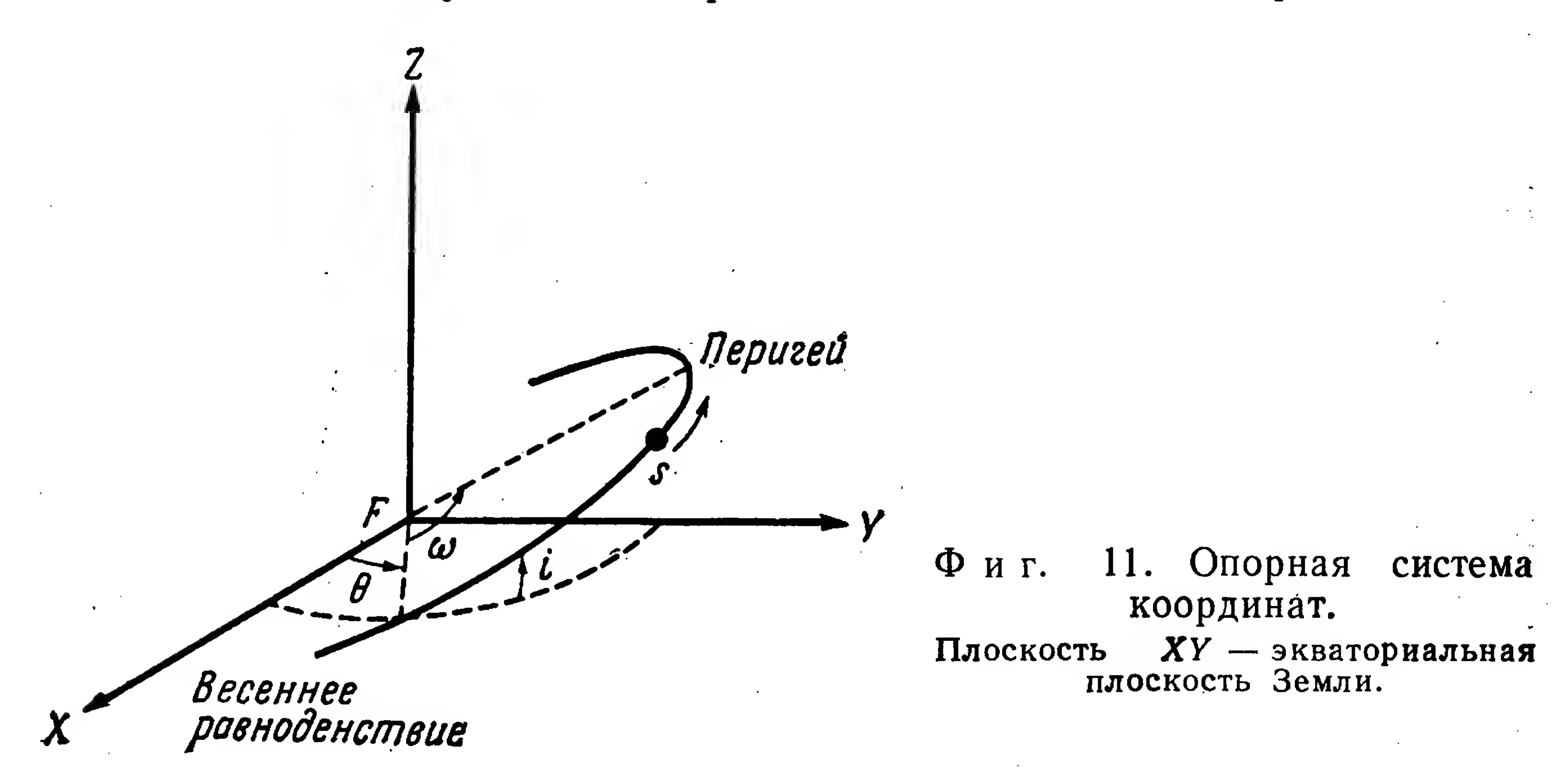
в) путем указания координат, соответствующих моменту прохождения спутника через антенную диаграмму станции (т. е. путем указания момента времени вхождения в луч, высоты полета над поверхностью Земли и зенитного угла), как это имеет место для станций системы наблюдения за космическим пространством.

В качестве 6 элементов, необходимых для описания эллиптической орбиты в заданном отрезке времени T_0 (эпохе), могут быть выбраны:

1) размер главной полуоси эллипса (a);
2) эксцентриситет (e);
3) склонение (i);
4) прямое восхождение восходящего узла (θ_0);
5) аргумент перигея (ω_0);
6) средняя аномалия за эпоху (M_0).

Эпоха может задаваться в годах, месяцах, сутках, часах, минутах и секундах. Величина главной полуоси эллипса измеряется в земных экваториальных радиусах (экваториальный радиус Земли равен 6637 *км*). Эта величина получена из измерений эллипсоида, характеризующего форму Земли по международному соглашению [5]. Эксцентриситет представляет собой число всегда меньше единицы для эллипса и равное нулю для круговой орбиты. Угол i (фиг. 11) представляет собой угол между экваториальной плоскостью и плоскостью орбиты, измеренный в узле восхождения (т. е. в точке, где спутник пересекает экватор, двигаясь на север). Прямое восхождение этого узла измеряется вдоль экватора в восточном направлении и определяет угол между направлением весеннего равноденствия и узлом восхождения. Ось весеннего равноденствия принимается за направление оси x инерциальной геоцентрической системы координат, в которой ось z проходит через северный полюс Земли, а ось y, лежащая в экваториальной плоскости, образует с осями x и z систему координат с правым вращением. Аргумент перигея (точки наибольшего приближения спутника) представляет собой

угол между узлом восхождения и перигеем, лежащий в плоскости орбиты. Средняя аномалия за эпоху задается в градусах и определяет положение спутника на орбите по отношению к перигею.



Фиг. 11. Опорная система координат.
Плоскость *XY* — экваториальная плоскость Земли.

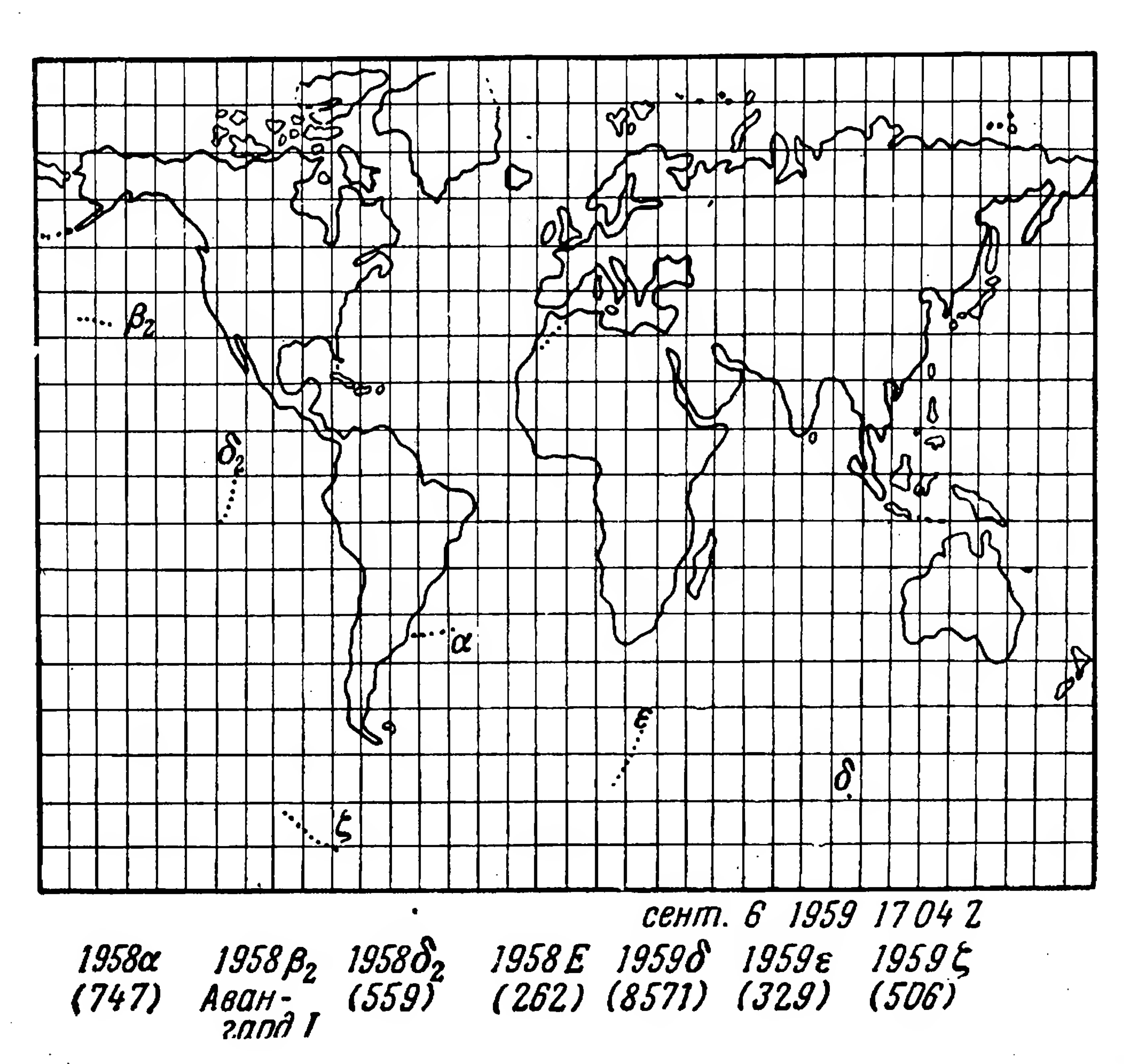
Если на спутник не действуют никакие возмущающие силы, то его орбита во времени не изменяется и прогнозирование будущих положений спутника производится с помощью эллипса, зафиксированного в инерциальном пространстве. Для большинства искусственных спутников Земли существуют две главные возмущающие силы, которые необходимо принимать во внимание — это возмущения орбиты, определяемые формой Земли (выпуклость в районе экватора или сплющенность у полюсов), и возмущения орбиты, создаваемые действием атмосферы. Вследствие указанного распределения массы Земли возникает движение перигея в плоскости орбиты и движение узла в плоскости экватора, а вследствие расхода энергии спутника на преодоление трения в атмосфере орбита спутника со временем сокращается, причем расстояние до апогея уменьшается быстрее, чем до перигея. Эти возмущения учитываются как при расчетах орбиты, так и при прогнозировании положения спутника.

Пример полной совокупности элементов орбиты и связанной с ними информации для спутника «Авангард I», полученной из расчетного центра «Авангард», приводится ниже.

Эпоха	Октябрь 22, 1959
Аномальный период, *мин*	134,04899
Период затухания, *мин/сутки*	—0,0001
Склонение, *град*	34,249
Прямое восхождение восходящего узла, *град*	191,613
Движение узла, *град*	—3,023

Аргумент перигея, *град*	182,671
Движение перигея, *град/сутки*	4,415
Широта перигея, *град*	—1,503
Средняя аномалия эпохи, *град*	160,459
Эксцентриситет	0,18963
Размер половины главной оси, *радиус Земли*	1,36030
Высота перигея, *км*	653
Высота апогея, *км*	3945
Скорость в перигее, *км/час*	29,577
Скорость в апогее, *км/час*	20,147

Период аномалии равен времени полного оборота спутника от перигея до перигея. В зависимости от параметров орбиты движение узла и точки перигея не превышает нескольких градусов в сутки. Для полярной орбиты ($i = 90°$) отсутствует движение узла. Для орбиты, имеющей склонение $63^1/_2°$, отсутствует движение точки перигея. Высота перигея и апогея измеряется от поверхности Земли, причем принимается, что поверхность Земли в этом случае описывается экваториальным радиусом.



Фиг. 12. Выходной индикатор вычислительного центра ВМФ.

Каталог всех спутников, составленный с помощью счетно-решающего устройства, может быть представлен в виде проекций соответствующих точек орбиты на карту мира. На фиг. 12 приведен

вид входного индикатора, носящего название «SPASCORE» (Космический отметчик). В этом индикаторе пленка нормально проектируется со скоростью 1 *кадр/мин* реального времени и может смещаться во времени вперед и назад со скоростью 20 *кадр/сек*. Транспарант на проекционном экране представляет собой модифицированную цилиндрическую проекцию поверхности Земли. Проекции положений спутника рассчитываются с помощью счетно-решающего устройства и автоматически записываются на 35-миллиметровую пленку с выходного устройства, представляющего собой электронно-лучевую трубку типа «Карактрон», которая используется также в качестве оптического буквопечатающего прибора. Это устройство обеспечивает высокую гибкость индикации выходных данных счетно-решающего устройства и может использоваться в качестве визуального индикатора, обеспечивая выдачу выходных данных в масштабе реального времени с задержкой <8 *сек* или запись выходных данных на кинопленку (со скоростью 40 *кадр/сек*) для последующей обработки.

Наиболее важные выходные данные системы наблюдения за космическим пространством относятся к информации, касающейся спутников, не излучающих радиосигналов. Для них можно рассчитать элемент орбиты и прогнозировать будущие положения спутника, которые могут быть переданы соответствующим компетентным организациям.

ВЫВОДЫ

Описанная выше система «Радал» (радиообнаружение и определение местонахождения) отличается от импульсных радиолокаторов как в принципе, так и в деталях работы. В импульсных радиолокаторах [6] используется одна и та же станция, которая излучает и принимает отраженную энергию. Определение положения отражающего объекта производится с помощью данных, характеризующих угол прихода, азимут и угол места отраженного радиосигнала и время запаздывания принятого сигнала по отношению к излученному.

До начала второй мировой войны и в течение войны угол прихода определялся с помощью направленной антенны. Моноимпульсный радиолокатор [7], разработанный в Исследовательской лаборатории ВМФ, позволяет получить информацию, характеризующую угловые координаты путем сопоставления нескольких одновременных наблюдений угла приема падающей волны. Импульсные радиолокаторы были разработаны для обнаружения и сопровождения таких объектов, как суда и самолеты, которые обладают высокой маневренностью, но сравнительно небольшой скоростью движения.

Система «Радал» предназначена для обнаружения и определения положения объектов, обладающих высокой скоростью и очень ограниченной маневренностью. Для таких объектов требуется обес-

печить возможность их обнаружения на больших дальностях, однако при этом даже ограниченное число измерений может служить для прогнозирования траектории объекта.

Чтобы обеспечить возможность обнаружения целей на больших расстояниях, была создана система максимального радиуса действия. Поскольку при непрерывном излучении генерируется бо́льшая средняя мощность (по сравнению с импульсным излучением), для этих целей была выбрана система с непрерывным излучением. Чтобы иметь возможность использовать антенны с большой эффективной площадью и не получать при этом чрезмерно узкой диаграммы направленности, для работы была выбрана сравнительно низкая частота. Антенна рассчитывается таким образом, чтобы она имела широкую диаграмму направленности в одной плоскости и очень узкую в поперечном направлении. Такой метод обеспечивает обнаружение объектов, проходящих через участок пространства, имеющий большие размеры, но занимающий малый объем.

Неотъемлемой частью системы наблюдения за космическим пространством является счетно-решающее устройство, обладающее весьма высокой точностью и быстродействием и обеспечивающее обработку наблюдений с минимальной задержкой во времени. Таким образом, каталог всех объектов, находящихся на орбитах и входящих в диапазон действия системы, поддерживается в состоянии, необходимом для обеспечения прогнозирования их возможных положений, обеспечивая возможность использования этих данных правительственными службами.

Существующая система продемонстрировала свою эффективность и надежность. Ее дальнейшее усовершенствование заключается в замене аналоговых методов передачи данных и визуального считывания цифровой системой, обеспечивающей полную автоматическую обработку данных на счетно-решающем устройстве.

ЛИТЕРАТУРА

1. Mengel J. T., Tracking the Earth Satellite, and Data Transmission, by Radio, *Proc. IRE*, **44**, 755 (June 1956).
2. Freeman J. J., «Principles of Noise», John Wiley, N. Y., 1958, p. 271—274.
3. Herget P., «The Computation of Orbits», издание автора, 1958.
4. Herget P., Munsen P., A modified Hansen Lunar Theory for Artificial Satellites, *Astronomical J.*, **63**, 430—433 (November 1958).
5. «The American Ephemeris and Nautical Almanac for the Year 1959», US Naval Observatory, Washington, D. C., 1957.
6. Taylor A. H., «Radio Reminiscences: a Half Century», Naval Research Lab., Washington, D. C., 1948, p. 294—308.
7. Page R. M., Monopulse Radar, *IRE Convention Record*, pt. 8, 132—134 (1955).

ЦЕНТР НАБЛЮДЕНИЯ ЗА КОСМИЧЕСКИМ ПРОСТРАНСТВОМ[1])

Манамон, Гросс

В статье описаны станции исследовательской лаборатории Центра наблюдения за космическим пространством Корпуса связи армии США. Указаны возможности, связанные с применением этих станций, и некоторые схемные решения, включая использование следящих фильтров в диапазоне н. ч. для точных допплеровских измерений и применение быстродействующей аппаратуры считывания информации.

Предельная простота смены рабочих частот, заложенная в конструкции станции, позволяет быстро приспосабливать ее к приему сигналов, передаваемых с борта иностранных искусственных спутников и космических объектов.

ВВЕДЕНИЕ

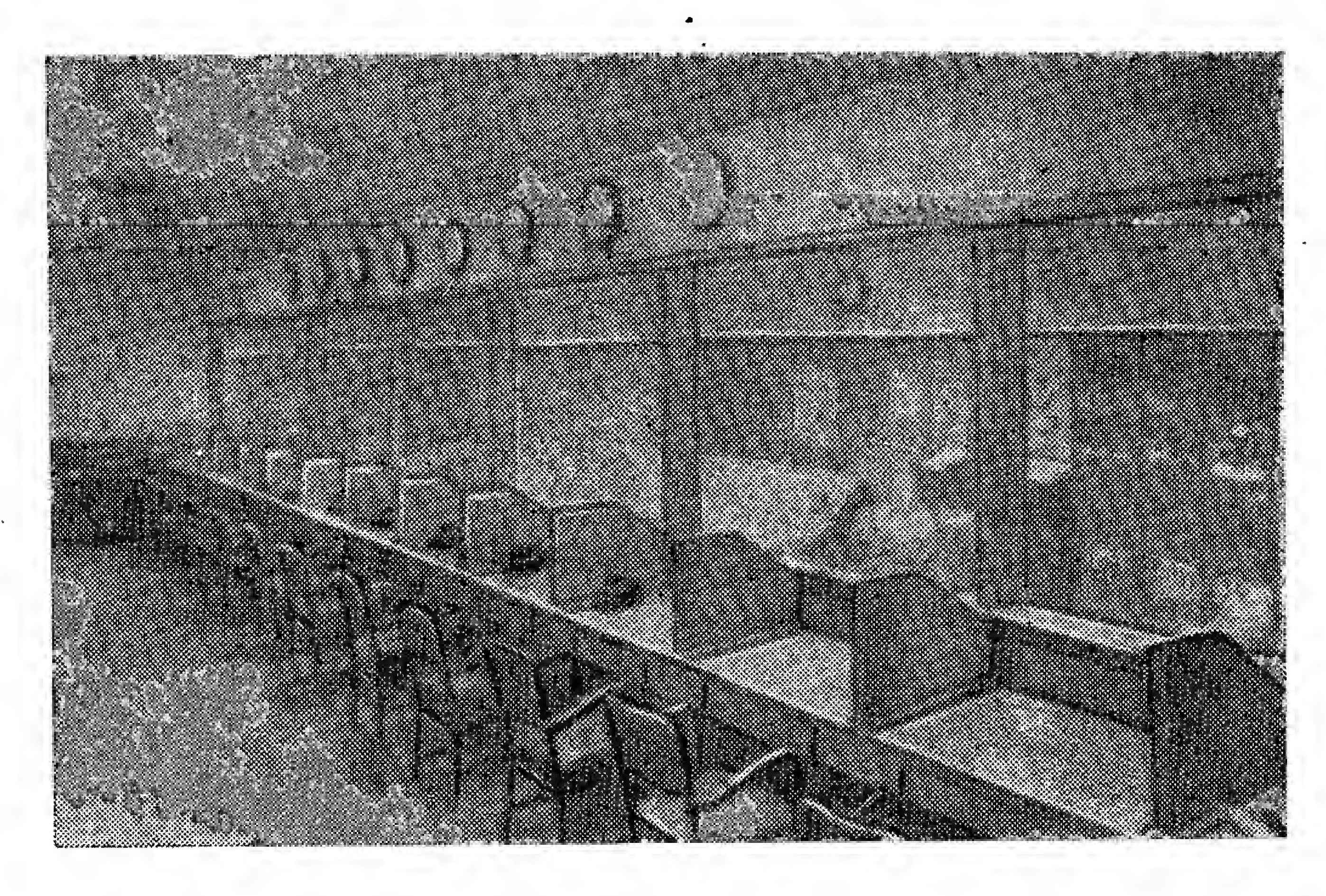
Исследовательская лаборатория Центра наблюдения за космическим пространством Корпуса связи армии США, расположенная близ Форт-Монмута (шт. Нью-Джерси), располагает современным оборудованием для наблюдения за спутниками и ракетами и занимается изучением явлений, связанных с распространением радиоволн при передаче сигналов с космических объектов.

Лаборатория располагает двумя станциями: одна (расположенная в Дил) первоначально использовалась в качестве стационарной станции для ранних трансатлантических экспериментов по радиотелефонной связи (фирма «Белл телефон»); начиная с 1953 г. оборудование этой станции применялось исследовательской лабораторией Корпуса связи для испытаний новых приемных систем и для исследований в области распространения радиоволн. Вторая станция («Диана», расположенная около Бельмара) первоначально предназначалась для радиолокации Луны, осуществленной впервые в 1946 г. Корпусом связи.

Когда 4 октября 1957 г. в Советском Союзе был запущен 1-й искусственный спутник Земли, станция вступила в новую фазу работы, начав наблюдения за искусственными спутниками. Оборудование, имевшееся на станции, позволяло производить прием и регистрацию результатов измерений на частотах 20, 005 и 40, 002 *Мгц*. Наблюдения производились на 273 орбитах «Спутника I» в общей сложности ~500 *час*. По мере развития программы по иссле-

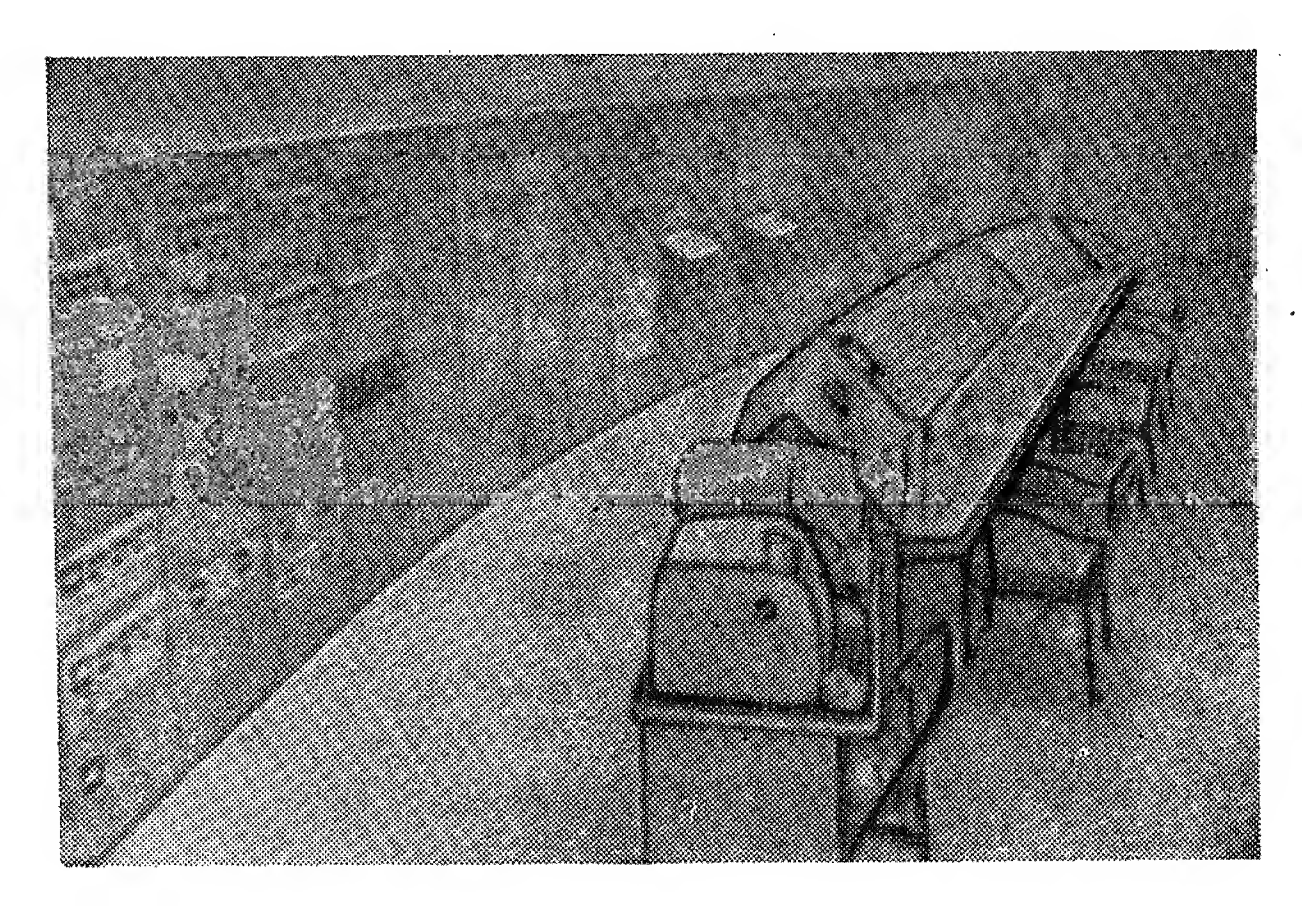
---

[1]) Manamon L. H., Gross A. S., *IRE Trans. on Milit. Electr.*, MIL-4 (2—3), 327—332 (April—July 1960).



Фиг. 1. Исследовательская лаборатория Центра наблюдения за космическим пространством Корпуса связи армии США.

Общий вид комнаты операторов.



Фиг. 2. Исследовательская лаборатория Центра наблюдения за космическим пространством Корпуса связи армии США.

Общий вид приборного зала.

дованию космоса совершенствовалось и оборудование, имеющееся в распоряжении исследовательского центра. В начале 1959 г. станция была оснащена усовершенствованной аппаратурой (фиг. 1 и 2), что позволило в дальнейшем зарегистрировать свыше 12 000 орбит американских и иностранных спутников Земли. Записи допплеровских сдвигов частоты и амплитуды сигналов приведены в систему

и переданы в библиотеку станции для дальнейшего использования. Были исследованы и опубликованы многие важные результаты, касающиеся ионосферных параметров и вопросов передачи сообщений из космоса.

В течение последних 2 лет основные усилия были направлены на исследование и совершенствование оборудования для производства допплеровских измерений при запусках спутников и ракет с целью разработки систем, способных обеспечить максимальное перекрытие частотного диапазона. Такая система была разработана и введена в действие на станции исследовательской лаборатории Корпуса связи. Она обеспечивает непрерывное перекрытие диапазона частот от 15 *кгц* до 900 *Мгц* и позволяет проводить во всем диапазоне точные допплеровские измерения случайных частот с автоматической цифровой регистрацией с точностью до 10^{-8}.

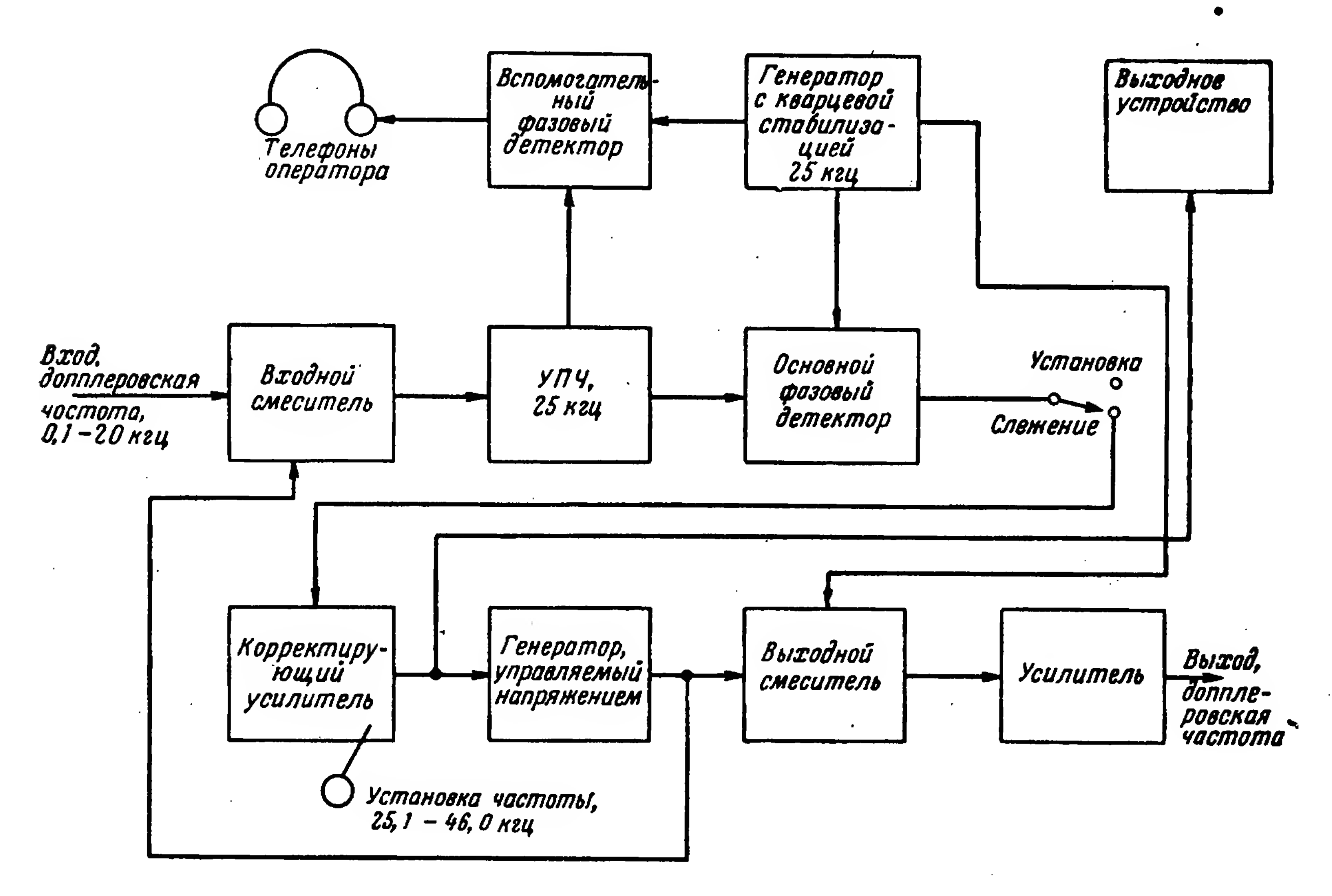
СИСТЕМА ДОППЛЕРОВСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ НА СТАНЦИИ КОРПУСА СВЯЗИ В ДИЛ

Низкие уровни сигналов, передаваемых с искусственных спутников Земли и космических объектов, обусловливают применение в наземных станциях специальных методов, дающих большое улучшение отношения сигнал/шум в принятом допплеровском сигнале за счет уменьшения полосы пропускания. Этому требованию полностью отвечает электронный следящий полосовой фильтр, у которого центральная частота автоматически следует за частотой допплеровского сигнала. В системах наблюдения, применяемых в настоящее время на станции, используется следящий электронный фильтр звукового диапазона частот с регулируемой полосой пропускания 2,5—50 *гц*, что позволяет обеспечить выделение входного сигнала, лежащего на 30 *дб* ниже уровня шумов. Слежение за частотой входного сигнала осуществляется с помощью системы фазовой автоподстройки частоты. Простота регулировки позволяет устанавливать полосу пропускания в соответствии с динамическими условиями полета, благодаря чему всегда можно реализовать максимальное отношение сигнал/шум путем использования наиболее узкой полосы пропускания, еще не приводящей при данных условиях к потере синхронизации в системе фазовой автоподстройки частоты.

Следящий фильтр можно использовать с любым радиоприемным устройством, способным обеспечить обнаружение сигнала, получающегося после смешивания входного сигнала с колебаниями прецизионного стандарта частоты на входе этого приемника. Частота биений, образующихся после смешивания, обычно лежит в пределах 100—20 000 *гц* и после усиления в усилителе низкой частоты радиоприемника поступает на вход следящего фильтра (~3 *в* эфф.). Выходное напряжение фильтра представляет собой

синусоидальное колебание, частота которого изменяется в соответствии с изменением принимаемой допплеровской частоты. Максимальная ошибка отслеживания во всем диапазоне фильтра составляет <0,02°, что для всех практических случаев представляет пренебрежимо малую величину. Полученная частота измеряется, и результаты регистрируются на магнитной ленте. Блок-схема следящего фильтра представлена на фиг. 3.

Описанная выше система зарекомендовала себя как надежное средство обнаружения и регистрации допплеровского сдвига частоты сигнала, принимаемого со спутника или ракеты в полете.

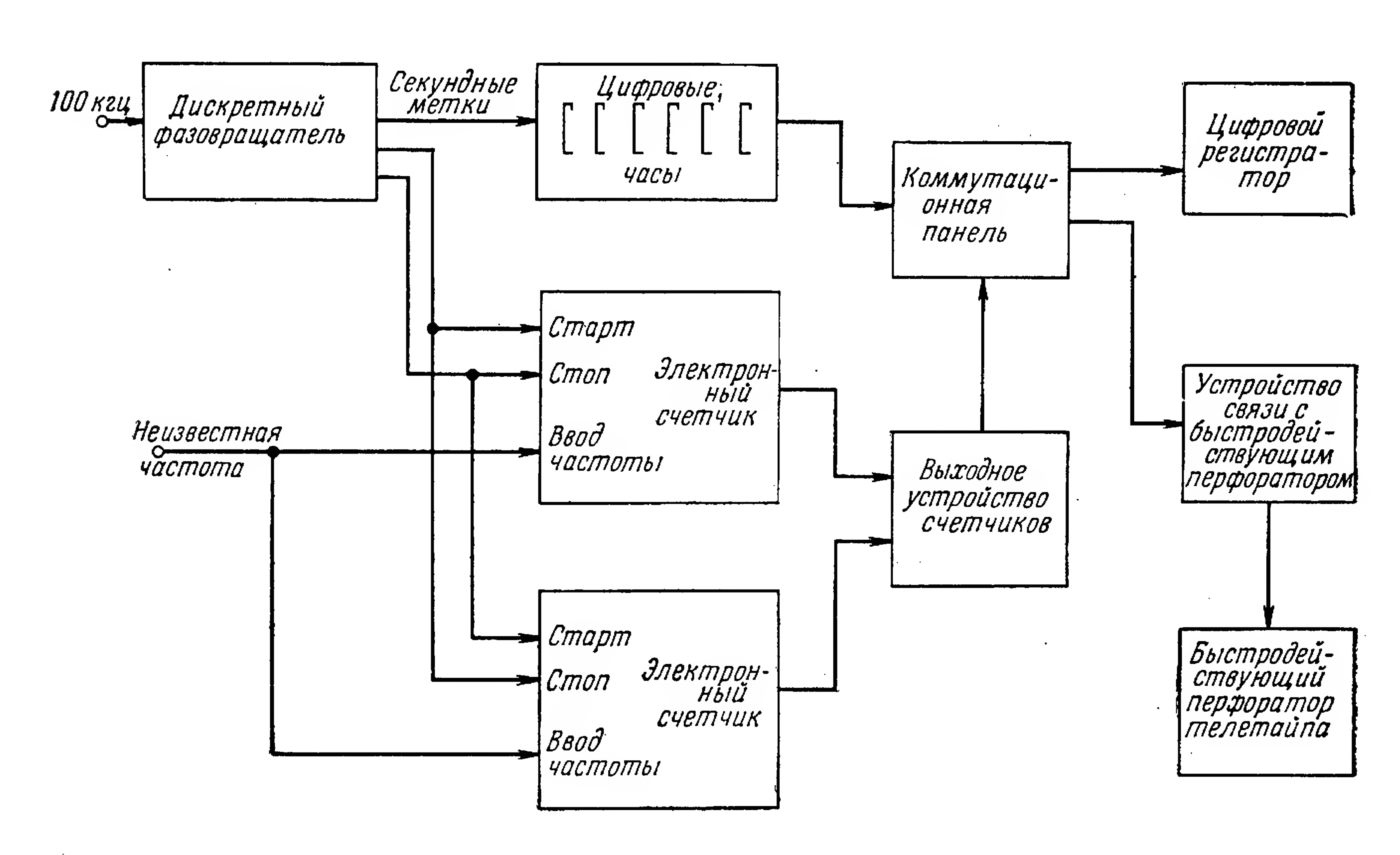


Фиг. 3. Блок-схема следящего фильтра.

Однако большие скорости, с которыми движутся эти объекты, оставляют очень мало времени для преобразования зарегистрированной информации в форму, удобную для передачи в вычислительный центр. Требования, предъявляемые к таким системам, привели к созданию блока регистрации частотных измерений, обеспечивающего запись измерений непосредственно в реальном времени как с помощью цифрового печатающего устройства, так и на перфоленту со скоростью 60 *дв. ед./сек.*

Частоты попеременно измеряются с помощью двух электронных счетчиков (на 10 *Мгц*), а время в часах, минутах и секундах измеряется с помощью 24-часовых цифровых часов, синхронизируемых эталоном частоты 100 *кгц*. Две и более станций, расположенные в различных пунктах, могут быть сфазированы с помощью дискретного фазовращателя, позволяющего осуществлять синхронизацию

по фазе часов и стробирующих каскадов счетчиков с точностью до ±1 *мсек* по отношению к сигналам точного времени, передаваемым станцией Американского бюро стандартов или каким-либо другим эталоном частоты. Импульсы включения и выключения, управляющие двумя электронными счетчиками, поступают от общего электронного ключа, имеющегося в дискретном фазовращателе. Стробирующий каскад каждого электронного счетчика открыт в течение всего времени действия строба, исключая время переброса ключа ($<$ 1 *мксек*). Время между соседними включениями и выключениями счетчика равно 1 *сек* (точность отсчета соответствует точности эталона частоты 100 *кгц*). Результаты измерений в цифровой форме печатаются на стандартной 3-дюймовой бумажной ленте.



Фиг. 4. Цифровая система регистрации частотных измерений DY-5236 A.

Эти же данные могут быть записаны на перфоленту для передачи по телетайпу, который печатает результаты измерений в виде столбцов цифр. Каждая горизонтальная строка содержит 6 цифр, обозначающих соответственно время в часах, минутах и секундах, а следующие 8 цифр соответствуют допплеровским частотам, измеренным с помощью электронных счетчиков. На фиг. 4 приведена блок-схема цифровой системы регистрации DY-5236 A.

Очевидно, точность рассматриваемой системы зависит от точности поддержания частоты применяемого эталонного генератора. Следовательно, необходимо внимательно рассмотреть вопрос о выборе стандарта частоты, соответствующего поставленной задаче. В высшей степени желательно, чтобы выбранный стандарт частоты

обеспечивал возможность изменения выходной частоты для перекрытия всего диапазона частот допплеровской системы. Для этих целей в станции исследовательской лаборатории связи применяется ряд частотных синтезирующих устройств, перекрывающих основной диапазон 30 *гц* — 30 *Мгц* ступенями по 10 *гц* и синхронизированных внешним эталоном частоты 100 *кгц*. Эти же синтезирующие устройства обеспечивают с некоторой потерей точности плавное перекрытие диапазона в интервалах между 10-герцовыми точками. Синусоидальное выходное напряжение, не содержащее паразитных частотных составляющих, может изменяться в пределах 0,1 *мв*—1,0 *в* и используется для возбуждения умножителей частоты, вырабатывающих частоты вплоть до 900 *Мгц*. Местный эталон частоты калибруется подаваемым по кабелю напряжением от основного лабораторного эталона частоты 100 *кгц*, находящегося на расстоянии ~6,5 *км* от станции. Для увеличения точности предусмотрено непосредственное возбуждение синтезирующих устройств от атомного стандарта частоты.

Сигнал с выхода умножителей частоты через аттенюатор поступает на стандартный приемник R 390A/URR с преобразователем частоты, обеспечивающим плавную перестройку до 55,0 *Мгц*. Остальные диапазоны до частоты 900,0 *Мгц* включительно перекрываются с помощью специальных серийных приемников. Длинноволновый диапазон (15—1500 *кгц*) обслуживается с помощью стандартного приемника R389/URR.

Большие возможности плавного перекрытия частот используются не полностью, так как измеряемый допплеровский сдвиг ограничивается 20 000 *гц*. Полный же допплеровский сдвиг соответствует изменению частоты для объекта, движущегося со скоростью 9,1 *км/сек* и работающего на частоте 375 *Мгц*.

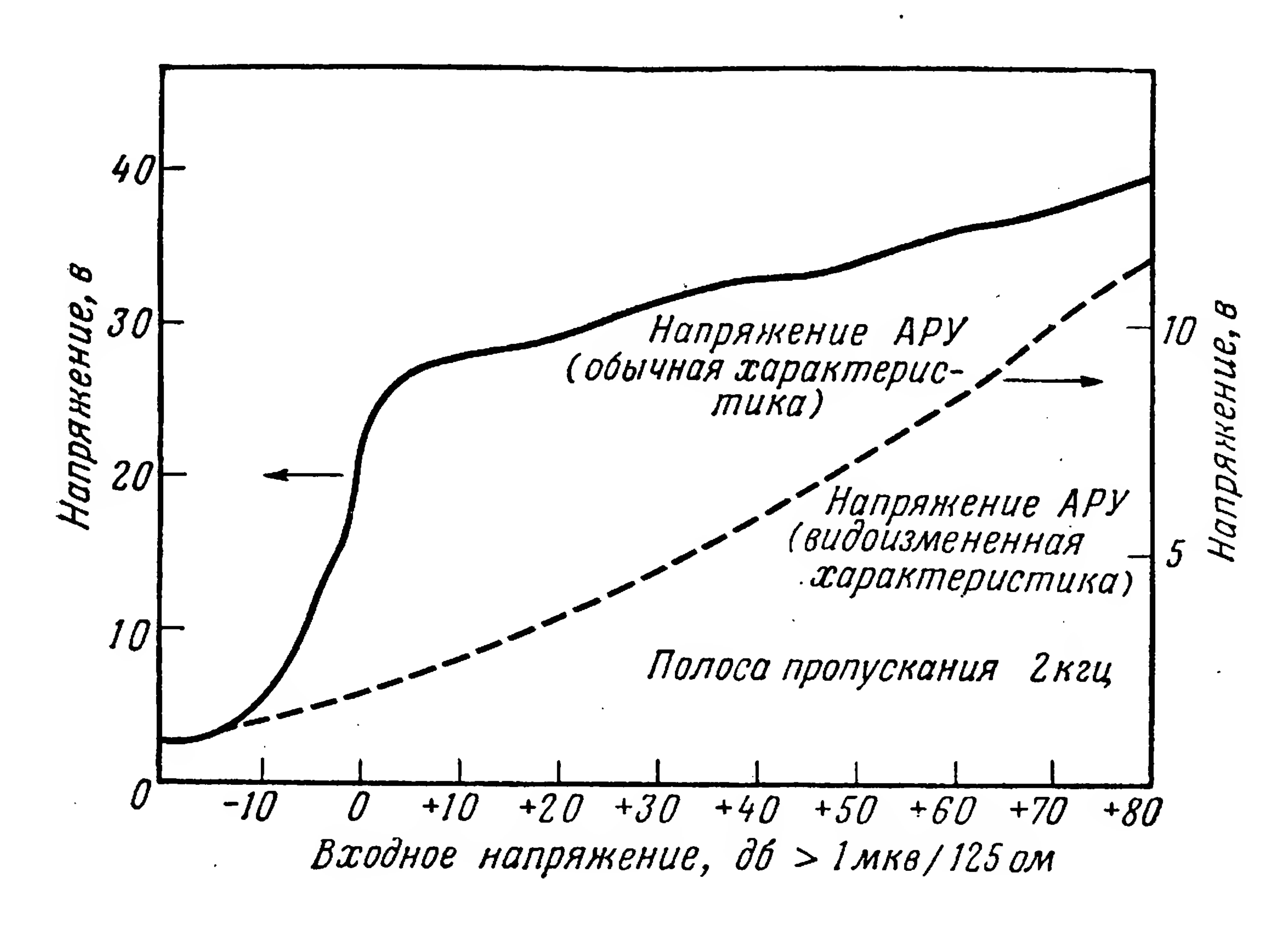
Эта система была использована в работах исследовательской лаборатории Корпуса связи армии США по приему сигналов и проведению допплеровских измерений при наблюдении за иностранными искусственными спутниками земли и космическими объектами, работающими в разных частотных диапазонах, тогда как сверхчувствительная система, работающая на фиксированной частоте, была неспособна обеспечить решение этих задач. Применение описанной аппаратуры позволило также немедленно давать заключения об успешных и неудачных запусках космических объектов, производимых с мыса Канаверал.

ИЗМЕРЕНИЯ СИЛЫ СИГНАЛА

Во время наблюдений за сигналами, излучаемыми искусственными спутниками и космическими объектами, особое внимание обращалось на обеспечение непрерывной регистрации сведений о поведении радиосигнала при прохождении его через ионосферу.

Для изучения распространения радиоволн в наблюдательном центре было установлено оборудование, обеспечивающее непрерывную запись этих сигналов.

Проведение экспериментов потребовало изменения схемы АРУ приемника R 390A/URR для устранения ее инерционности, чтобы малейшие изменения силы сигнала вызывали изменение напряжения АРУ и воздействовали на регистратор. При такой относительно простой модификации этот приемник использовался как самопишущий вольтметр. Результаты изменения схемы иллюстрируются



Фиг. 5. Обычная и видоизмененная характеристики АРУ приемника R390A/URR.

кривыми на фиг. 5. Кривые показывают соответствующее изменение напряжения АРУ приемника при работе без преобразователя частоты (метрового диапазона), повышающего коэффициент усиления системы.

Восьмиканальный регистратор обеспечивает запись относительной силы принимаемого сигнала. Секундные метки записываются по краю ленты и определяют точное время процессов, регистрируемых на основных каналах. Каждая запись привязывается к соответствующей допплеровской кривой, получаемой во время этого же сеанса наблюдения, и затем передается для дальнейшего изучения в библиотеку станции. Как отмечалось ранее, в библиотеке станции в настоящее время имеется свыше 12 000 записей, относящихся к первым орбитам «Спутника I». Эти материалы являются наиболее полными из всех известных в пределах США.

ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКАЯ ПРИЕМНАЯ СИСТЕМА

С целью совмещения всех функций на одной станции было запланировано, что основное оборудование станции будет включать соответствующую телеметрическую приемную аппаратуру, имеющую достаточное число каналов, удовлетворяющих всем будущим требованиям.

Телеметрическая система, используемая в настоящее время на станции исследовательской лаборатории, состоит из 10-канальных кодирующего и декодирующего устройств, подключенных к оконечным блокам телеметрической приемной системы с кварцевой стабилизацией для работы с любым из 44 радиочастотных каналов в диапазоне 225—260 *Мгц*.

Выходы 10 генераторов поднесущей поступают на регистраторы с бумажной и магнитной лентами. Предполагается использовать 10 частотных дискриминаторов диапазона звуковых частот, позволяющих воспроизводить телеметрическую информацию с магнитной ленты или декодировать ее при приеме сигналов со спутников и космических объектов.

АНТЕННЫЕ УСТРОЙСТВА

Измерительный пункт исследовательской лаборатории оборудован разнообразными антенными системами. В общем случае используется несколько антенных систем в зависимости от особенностей эксперимента. Обычный антенный комплект состоит из высоконаправленных антенн типа волнового канала с вертикальной и горизонтальной поляризацией, антенн типа волнового канала с круговой поляризацией и широкополосных конических спиралей с правой и левой поляризацией.

СТАНЦИЯ «ДИАНА»

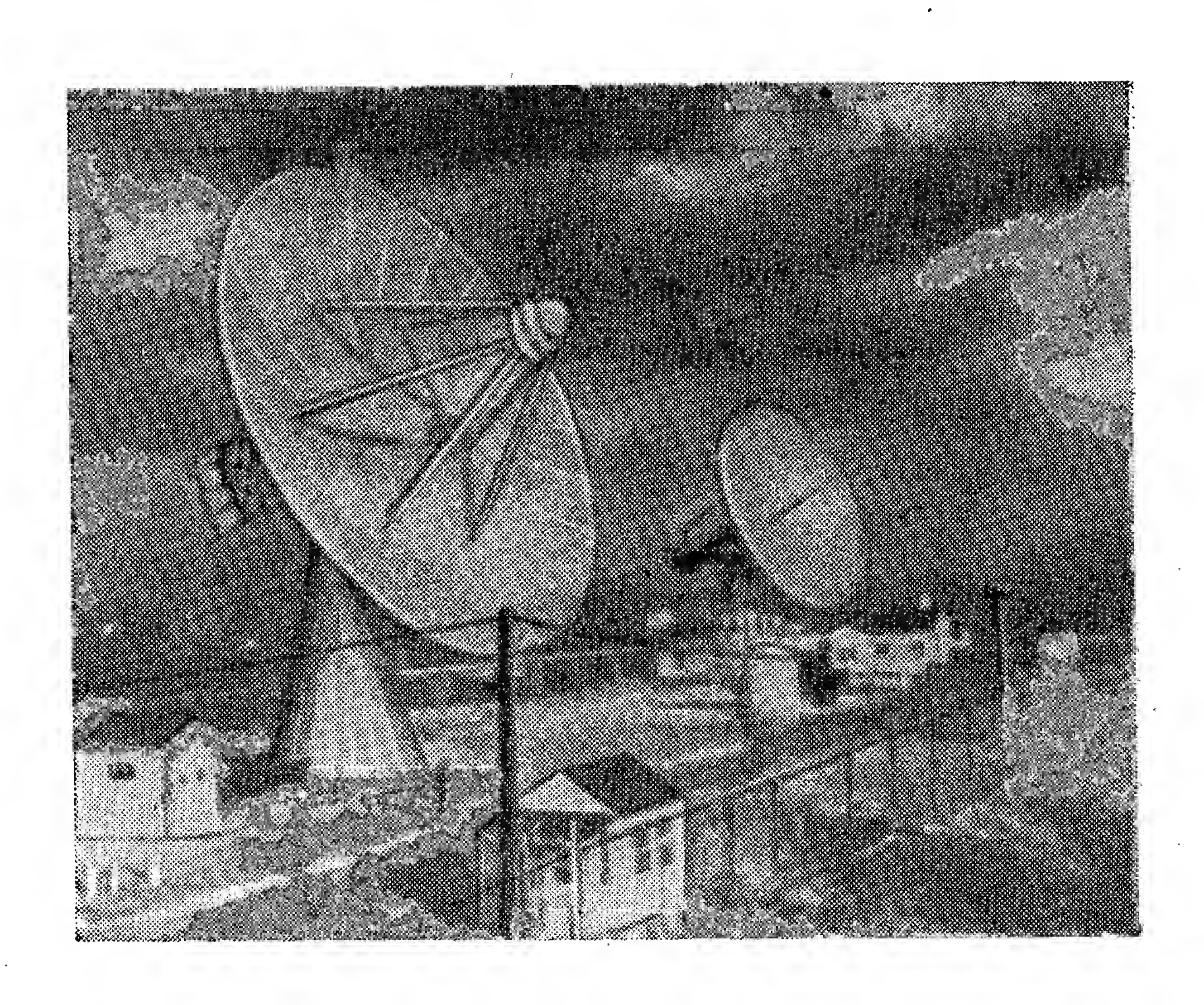
Станция «Диана» является основным пунктом для изучения распространения радиоволн и исследований в области связи и радиоастрономии. Как отмечалось ранее, именно здесь был получен первый эхо-сигнал от Луны. В настоящее время Иллинойским университетом производятся регулярные работы по радиолокации Луны для определения содержания электронов в ионосфере и оценки сезонных и суточных колебаний его.

С этой целью производились измерения фарадеевского вращения эхо-сигнала, отраженного от Луны, на частоте 151 *Мгц*. Из этих измерений в сочетании с информацией о содержании электронов ниже слоя F_2, рассчитанной на основании данных вертикального зондирования, определяется абсолютная величина содержания электронов в ионосфере [1].

На станции «Диана» проводится также определение наивысших частот, пригодных для систем, использующих эффект ионосферного или метеорного рассеяния, калибровка приемных систем «Минитрек», расположенных в западном полушарии, с помощью сигнала, отраженного от Луны на частоте 108 *Мгц*, и другие исследования. От радиолюбителей всего мира было получено большое число подтверждений о приеме этих сигналов.

На этой станции были разработаны методы применения аппаратуры, используемой в радиоастрономии, для контроля траекторий космических объектов и проверены первые образцы параметрических усилителей.

На станции «Диана» (фиг. 6) установлены две параболоидные антенны 15 и 18 *м*. Антенна 15 *м* имеет привод по углам места и азимута, максимальную скорость вращения 0,5 *град/сек* и точность



Фиг. 6. 15- и 18-метровые параболоидные антенны станции «Диана».

установки 0,1. Вследствие конструктивного исполнения отражающей поверхности в виде стальной сетки антенна используется на частотах, не превышающих 1500 *Мгц*. Фидерный тракт состоит из жесткой коаксиальной линии диаметром 15,5 *см* и обеспечивает передачу высокочастотных колебаний большой мощности. Эта антенна используется для двух целей: в качестве передающей антенны для изучения Луны, для экспериментов по изучению распространения радиоволн и т. п. и в качестве приемной антенны, работающей на параметрические усилители для контроля траекторий космиче-

ских объектов. Для каждой из рабочих частот применяются сменные облучатели, за исключением 108 и 960 *Мгц* и телеметрического диапазона 240 *Мгц*, для которых используется только один строенный облучатель.

Обе станции соединены радиорелейной линией микроволнового диапазона, обеспечивающей передачу информации по нескольким каналам. Благодаря этому на второй станции (в Дил) можно производить точные допплеровские измерения при приеме сигнала 15-метровой антенной, если использовать радиорелейную линию для передачи звуковых частот биений, получаемых в результате преобразования частоты принимаемого сигнала в смесителе приемника с помощью колебаний эталона частоты. Следящие фильтры для приема подобного сигнала и автоматические печатающие регистраторы были описаны выше.

Для этих же целей в дополнение к 15-метровой может быть использована 18-метровая параболоидная антенна. Необходимо отметить успешную работу, проведенную во время наблюдений за советским «Лунником II» и космической ракетой «Пионер». Восемнадцатиметровая антенна снабжена приводом по углам места и азимута и может перемещаться со скоростью 10 *град/сек*. Ее рефлектор, изготовленный из алюминиевой сетки, может работать на частотах вплоть до 3000 *Мгц*. Антенна пригодна для автоматического сопровождения любых объектов, излучающих сигнал в диапазоне 225—250 *Мгц*, обеспечивая точность сопровождения 0,1°.

Для экспериментов по изучению распространения радиоволн используются два передатчика. Один из них работает на частоте 151,11 *Мгц* и имеет выходную мощность непрерывного излучения, равную 50 *квт*. Этот передатчик может работать в импульсном режиме, причем для различных частот повторения длительность импульсов передатчика колеблется от 600 *мксек* до 4 *сек*. Второй радиолокатор работает на частоте 413,25 *Мгц* и имеет мощность непрерывного излучения 20 *квт* и мощность в импульсном режиме 50 *квт*. Для различных частот повторения длительность импульса этого передатчика может изменяться от 6 до 2000 *мксек*.

Эта аппаратура широко использовалась для определения локационных ошибок по дальности, рефракционных ошибок и, как отмечалось ранее, для определения плотности электронов в ионосфере. С помощью этой аппаратуры были также исследованы методы обнаружения высотных атомных взрывов и факторы, влияющие на прохождение связи, при использовании тропосферного, ионосферного или метеорного распространения радиоволн.

Результаты, полученные Центром наблюдения за космическим пространством, позволяют определять потерю устойчивости и вращение спутников, естественное снижение скорости их вращения и параметры ионосферы [2]. Эти данные могут оказаться полезными

при разработке вопросов управления спутниками и космическими объектами, а также при создании связных систем с использованием спутников Земли. Целью ближайших исследований является создание широкополосных антенных облучателей, параметрических усилителей, перестраиваемых в широком диапазоне частот, приборов для электрического сканирования и других устройств, повышающих возможности наземных станций траекторных измерений. Такое оборудование уже разрабатывается, и перед установкой на других станциях, расположенных в различных пунктах земного шара, будет испытано в описанном центре.

ЛИТЕРАТУРА

1. Bauer S. J., Daniels F. B., Measurements of Ionospheric Electron Content by Lunar Radio Technique, *J. Geophys. Res.*, **64**, 1371—1376 (October 1959).
2. Arendt P. R., Review of USASRDL Satellite Propagation Studies, *IRE Trans on Milit. Electronics*, **MJL-4** (2—3), 357 (1960).

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТРАЕКТОРИИ И ИНДИКАЦИЯ ПОЛОЖЕНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ СПУТНИКОВ ЗЕМЛИ[1])

Слэк, Сандберг

Описывается новый метод визуальной индикации прогнозированной орбиты и реального положения спутника; в качестве индикатора применяется электронно-лучевая трубка с транспарантом, наложенным на экран; предусмотрено применение двух типов транспарантов, использующих ортографическую и меркаторскую проекции поверхности земного шара. Напряжения разверток, требуемые для каждого типа проекций, вырабатываются специальной электронной схемой. Дополнительная информация, касающаяся спутника, запоминается отдельно и может быть выдана путем опроса каждого изображения, имеющегося на экране, с помощью «световой пушки».

Индикатор и имитатор напряжений, создающих изображение проекции орбиты, можно использовать в существующих измерительных системах.

Приведены математические зависимости, определяющие проекцию орбиты спутника в случае использования ортографической проекции.

ВВЕДЕНИЕ

В ближайшем будущем на орбиту будет выходить все большее количество искусственных спутников Земли. Поэтому, естественно, возникает необходимость в создании панорамного визуального индикатора, позволяющего наглядно показать положение спутника относительно земной поверхности.

Периодичность повторения и стабильность орбит спутников в космическом пространстве наводит на мысль о возможности создания простого и относительно точного метода индикации.

В методе, разработанном лабораторией астрономических исследований Исследовательского центра ВВС (Кембридж), для создания напряжений развертки, определяющих изображение прогнозированной орбиты спутника, используются электронные аналоговые имитаторы. Изображения орбит спутников воспроизводятся на экране большой электронно-лучевой трубки, на который наложена прозрачная карта поверхности Земли.

Изображения воспроизводятся на экране трубки с достаточно высокой частотой повторения, предотвращающей появление мерцания при продолжительном наблюдении. Реальное положение спутников отмечается яркими точками на соответствующих трассах,

---

[1]) Slack F. F., Sandberg A. A., *Proc. IRE*, 48 (4), 655—663 (1960).

причем каждая точка перемещается по проекции орбиты со скоростью, соответствующей скорости движения спутника.

Имитатор должен допускать уточнение установившихся параметров орбиты с помощью более точных данных, получаемых при периодических наблюдениях за самим спутником.

Система обладает достаточной гибкостью, допуская сдвиг масштаба времени как в сторону опережения, так и в сторону задержки в пределах одной недели. Значение такой возможности станет очевидным, если рассмотреть процесс внесения коррекций в имитируемую орбиту. Хотя с помощью усложненных методов можно обеспечить очень точные измерения параметров реальной орбиты, полученные данные требуют затраты определенного времени на их обработку и поступают с некоторым опозданием. Если же сдвинуть систему назад в период, соответствующий моменту наблюдений, появится возможность, рассмотрев имитированную орбиту, произвести любую необходимую коррекцию и затем вернуть систему в состояние, соответствующее настоящему моменту.

Наоборот, когда требуется знать положение спутника в некоторый будущий момент времени, как, например, в тех случаях, когда важно знать время пролета спутника, используемого для целей связи или разведки (наблюдения), над заданной точкой земной поверхности, масштаб времени смещается в направлении опережения до тех пор, пока изображение спутника на индикаторе не окажется совмещенным с заданной точкой земной поверхности на карте-транспаранте, наложенной на индикатор. После смещения необходимые сведения о времени ожидаемого прохождения считываются с системы управления опережением масштаба времени.

Получение других данных, имеющих отношение к спутнику, осуществляется путем опроса индикатора с помощью «световой пушки». Последняя представляет собой фотоэлемент, который создает видеосигнал при попадании в его поле зрения светового пятна, изображающего положение спутника на экране индикатора в исследуемый момент времени. Совпадение этого видеосигнала и стробирующего импульса, соответствующего последовательным меткам времени, определяющим положение наблюдаемого спутника на экране индикатора, вызывает срабатывание реле. Это реле управляет несколькими индикаторными схемами, которые служат для выдачи систематизированной информации, относящейся к опрашиваемому спутнику. К числу таких данных относятся опознавание, данные об апогее и перигее, дата запуска, некоторые виды научной или военной информации, передаваемой со спутника, а также значение максимальной и минимальной скоростей; то же реле производит выборку данных потенциометра «расстояние от Земли», связанного зубчатой передачей с генератором, вырабатывающим данные о положении спутника; таким образом, один индикатор обеспечивает отсчет высоты для всех спутников.

ИНДИКАЦИЯ СПУТНИКА

Любой способ представления информации, касающейся параметров орбиты, неизбежно лимитируется трудностями точного изображения сферической поверхности на плоскости. Независимо от типа используемой картографической проекции неизбежно возникают искажения масштаба, перспективы и формы орбиты. Решение сложной задачи сведения искажений к минимуму при условии сохранения исчерпывающего представления о форме орбиты в трехмерном пространстве связано с проблемой технической осуществимости такой компенсации искажений.

Современные достижения в технике индикации позволяют решить эту задачу различными способами. Большие возможности открывают новейшие мозаичные индикаторы, в которых используются газовые, химические и электролюминесцентные ячейки. Наиболее реальную картину могла бы дать электронно-лучевая трубка со сферическим экраном, если бы такая трубка была разработана. Однако большинство требований, предъявляемых к индикатору, вполне может быть удовлетворено в случае использования электронно-лучевой трубки с полусферическим экраном. Чтобы ускорить осуществление программы создания индикаторных центров, при разработке современных моделей больших электронно-лучевых трубок за основу были взяты трубки с плоским экраном вследствие их доступности и стандартных требований к отклоняющим системам.

В системе с временны́м разделением изображение орбит на экране появляется со скоростью, обеспечивающей отсутствие мерцания. Чтобы изобразить прогнозируемые участки орбит последовательно во времени, в индикаторе генерируются периодические колебания, имеющие частоту 5 *кгц* и вид, определяемый типом картографической проекции. Такая частота повторения разверток обеспечивает изображение 100 объектов со скоростью 50 раз в секунду.

Точность системы в первую очередь определяется электронно-лучевой трубкой и отклоняющей системой, используемой в индикаторе. Имеющийся опыт показывает, что в случае использования обычной электронно-лучевой трубки и отклоняющей системы величина ошибки может поддерживаться в пределах 0,33%. Поэтому счетно-решающие устройства аналогового типа, применяемые в системе, должны удовлетворять требованиям к точности системы в целом. Если общие ошибки индикатора и генераторов отклоняющих напряжений не превышают 0,5%, то пункт земной поверхности, над которым проходит спутник, может быть указан на индикаторном устройстве с точностью до 185 *км*, что соответствует 36 *сек* орбитального времени при общей длительности периода обращения на орбите 2 *час*. Эта точность должна быть достаточной для большин-

11 Заказ № 941

ства случаев использования, поскольку прохождение спутника по орбите на высоте 1600 *км* теоретически может быть отмечено в пределах прямой видимости на расстояниях до 5000 *км*.

В индикаторных устройствах, разрабатываемых в настоящее время, используются два типа картографических проекций: ортографическая и меркаторская.

ОРТОГРАФИЧЕСКАЯ ПРОЕКЦИЯ

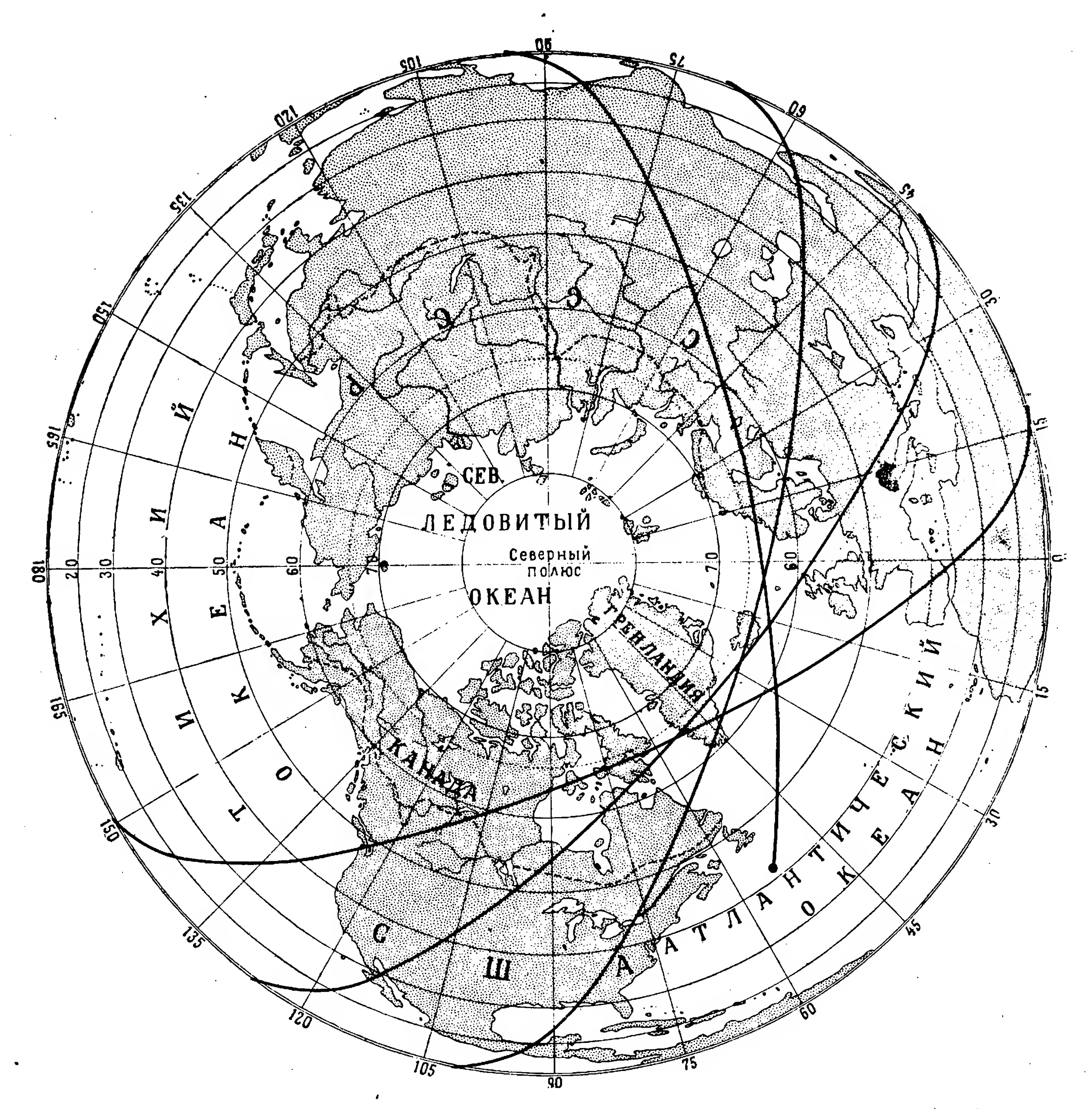
В ортографической проекции (перспективное изображение земной поверхности, наблюдаемой из бесконечно отдаленной точки) карта-транспарант, накладываемая на экран электронно-лучевой трубки, представляет собой полусферу. Для изображения всей поверхности Земли используются два индикаторных устройства. При таком способе изображения орбиты, проектируемые на стационарную земную поверхность (Земля не вращается вокруг своей оси), представляют собой части эллипса. Чтобы показать прогнозируемый участок орбиты, проектируемый на поверхность Земли (фиг. 1), генераторы отклоняющих напряжений должны скомпенсировать искажения в изображениях эллиптических трасс, возникающие вследствие вращения Земли.

Для полярной системы координат достаточно хорошее приближение к математическим выражениям дают генераторы синусоидального и косинусоидального напряжений, слегка отличающихся по частоте. Электронный пучок, управляемый такими напряжениями развертки, прочерчивает на экране электронно-лучевой трубки прогнозируемую трассу спутника. Каждый последующий участок трассы, соответствующий прогнозируемому отрезку времени, поворачивается на угол, равный углу поворота участка земной поверхности, лежащего под каждой орбитой.

Скорость движения изображающей точки и положение спутника на орбите определяется счетно-решающим устройством, которое управляется часовым механизмом, работающим в реальном времени. Роль электронных генераторов синусоидального и косинусоидального напряжений выполняют потенциометры, вращающиеся с несколько различными скоростями.

Положение изображения спутника на индикаторе в реальном времени поддерживается многократной синхронизацией начала прогнозируемой трассы по координатам x и y, определяемым счетно-решающим устройством отсчета реального времени.

Синхронизирующий строб управляется оператором вручную, обеспечивая просмотр прогнозируемой орбиты спутника на любом участке от начального момента до любого произвольного момента времени. Электронный пучок кратковременно задерживается при начале развертки и этим обеспечивает подсвет трассы в точке, соответствующей истинному положению спутника.



Фиг. 1. Проекции нескольких орбит искусственного спутника Земли, нанесенные на ортографической полярной проекции и показывающие прецессию орбит вследствие вращения Земли.

ВЫВОД МАТЕМАТИЧЕСКИХ УРАВНЕНИЙ ТРАССЫ СПУТНИКА НА ОРТОГРАФИЧЕСКОЙ ПРОЕКЦИИ

Ниже приводится вывод математических уравнений движения изображения спутника, обеспечивающих точность определения проекции орбиты на поверхность Земли в пределах 1% в случае использования ортографической проекции земной поверхности.

Известные уравнения движения спутника в плоскости преобразуются в уравнения движения спутника в трехмерном пространстве с координатными осями, фиксированными на поверхности Земли. Из уравнений движения в трехмерном пространстве выводятся уравнения, определяющие положение проекции спутника на поверхность Земли как функции времени.

Математические расчеты проводятся в следующей последовательности:

1. Уравнения движения для семейства осей, в котором ось x совпадает с главной полуосью эллиптической орбиты спутника, трансформируются относительно нового семейства осей, лежащих в плоскости орбиты таким образом, чтобы оси x проходили не через перигей, а через точку максимальной географической широты (точка M на фиг. 4), соответствующей данной орбите.

2. Затем рассматриваются уравнения движения относительно семейства осей, фиксированных в пространстве. При этом оси x и y лежат в плоскости экватора, а ось z проходит в направлении, перпендикулярном экваториальной плоскости.

3. Выводятся уравнения движения для вращающейся системы координат, расположенной на поверхности Земли. Эти уравнения определяют положение спутника в трехмерном пространстве в системе прямоугольных координат, являющихся функциями времени.

4. В заключение эти уравнения преобразуются для определения проекции действительной орбиты спутника на поверхность Земли (уравнения движения проекции спутника на поверхность Земли).

В дальнейшем приняты следующие обозначения:

a — большая полуось эллипса;
e — эксцентриситет эллипса;
i — угол наклона орбиты относительно экваториальной плоскости;
s — угловая частота спутника $(2\pi/T_s)$;
ω — аргумент перигея;
ω_e — угловая скорость вращения Земли $(2\pi/T_e)$;
T_e — период вращения Земли;
T_p — время пересечения перигея;
T_s — период обращения спутника;

$$E = s(t - T_p) + e \sin s(t - T_p) + \frac{e^2}{2!} \sin 2s(t - T_p) + \dots .$$

Уравнения движения

Траектория, описываемая точечной массой, движущейся в поле центральной силы, убывающей по закону обратной пропорциональности квадрату расстояния, представляет собой одно из сечений конуса. При условиях, рассматриваемых в настоящем разделе, это сечение является эллипсом с небольшим эксцентриситетом (фиг. 2), в одном из фокусов которого расположен центр силового поля (в рассматриваемом случае — центр Земли).

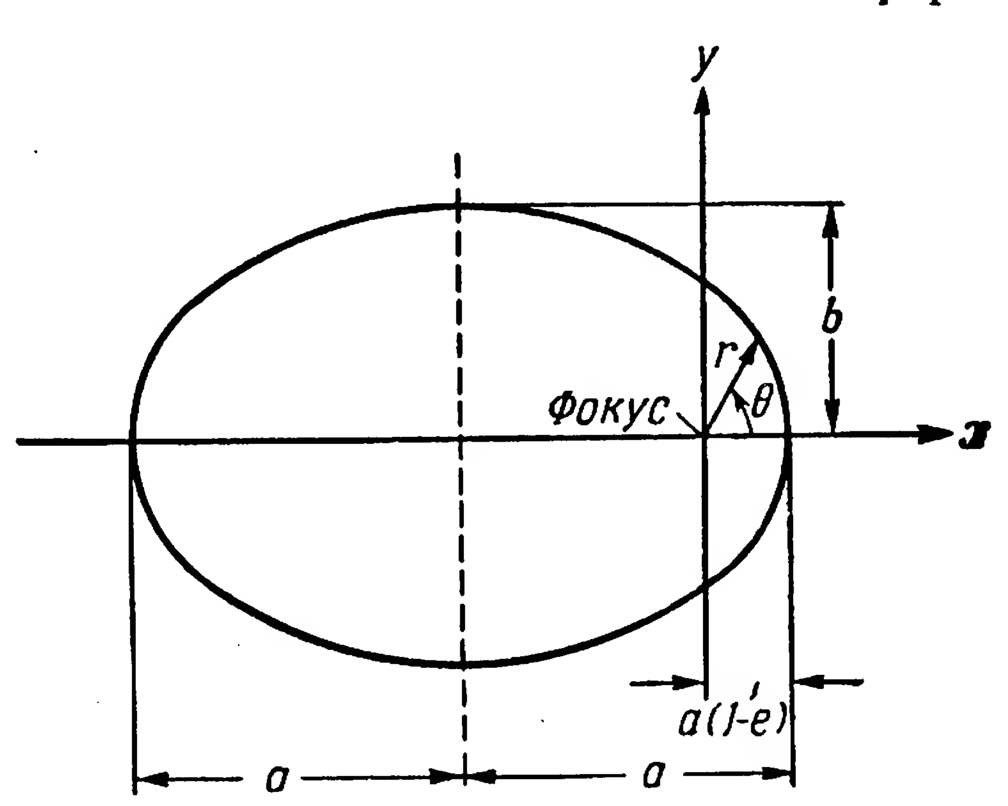
В соответствии с выводами Моультона [1] траектория может быть описана следующим математическим выражением:

$$r = \frac{a(1 - e^2)}{1 + e \cos \theta} . \qquad (1)$$

Уравнение (1) дает выражение для траектории, и из него тре-

буется найти параметрические уравнения для координат $y = y(t)$ и $x = x(t)$. Точное решение такой задачи в конечной форме в общем случае невозможно. Ниже приводятся уравнения, полученные Моультоном

$$x = a(\cos E - e),$$
$$y = \sqrt{1-e^2}\sin E. \quad (2)$$



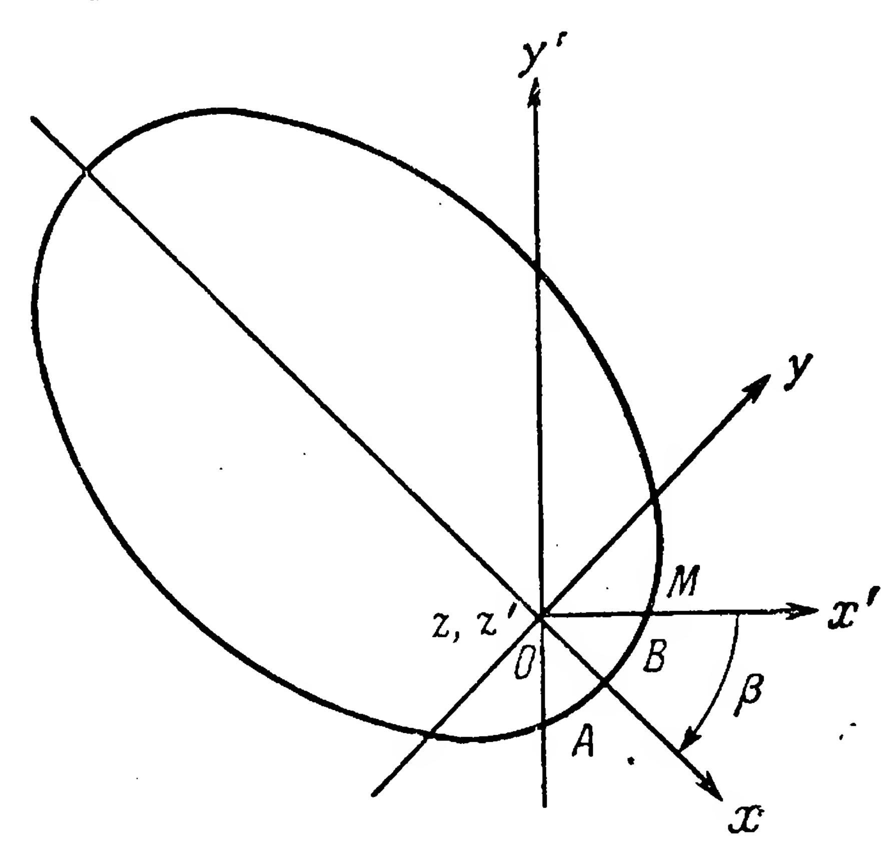
Фиг. 2. Геометрия эллиптической орбиты.

a — большая полуось; b — малая полуось; e — эксцентриситет $[e = (\sqrt{a^2 - b^2})/a]$.

Если $e \geq 0{,}1$, то в бесконечном ряде, определяющем E, для нахождения значений $\sin E$ и $\cos E$ с точностью лучше 1% достаточно учитывать только два первых члена.

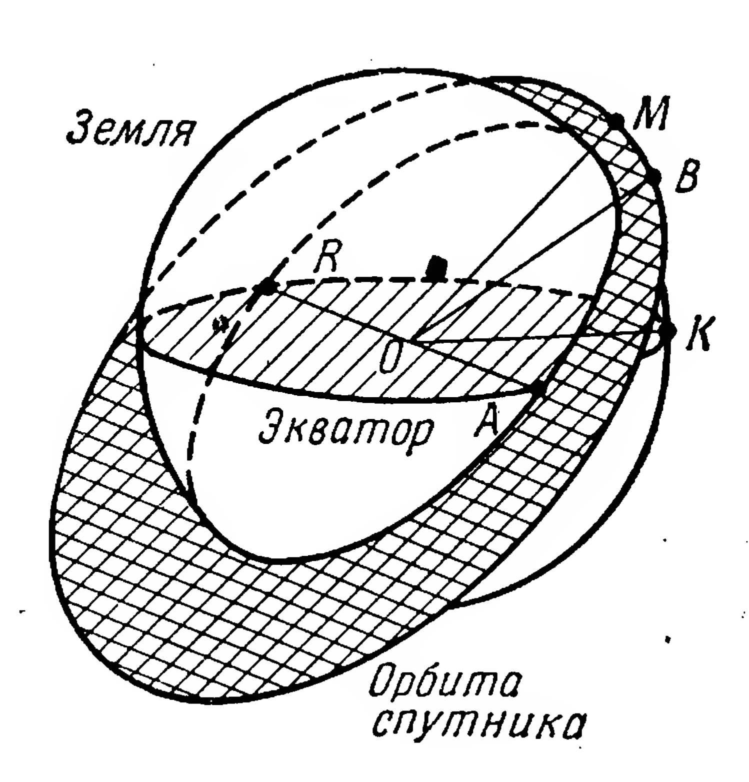
Преобразование I

Преобразование I иллюстрируется фиг. 3. Ориентация системы координат по отношению к Земле приведена на фиг. 4.



Фиг. 3. Преобразование I.

Оси z и z' перпендикулярны к плоскости чертежа и направлены в сторону читателя.



Фиг. 4. Ориентация системы координат фиг. 3.

M — точка максимальной широты; B — перигей; K — точка на экваторе, имеющая ту же долготу, что и точка M; β — угол MOB; ω — аргумент перигея, угол BOA; $\angle MOA = 90$; $\beta = 90° - \omega$; i — угол наклона орбиты к экватору, угол MOK.

Элементарные преобразования координат дают следующие соотношения между координатами системы x, y и системы x', y' (заметим, что $z \equiv z' \equiv 0$, т. е. подразумевается, что спутник движется в плоскости x, y или x', y'):

$$\begin{aligned} x' &= x\cos\beta + y\sin\beta, \\ y' &= -x\sin\beta + y\cos\beta. \end{aligned} \tag{3}$$

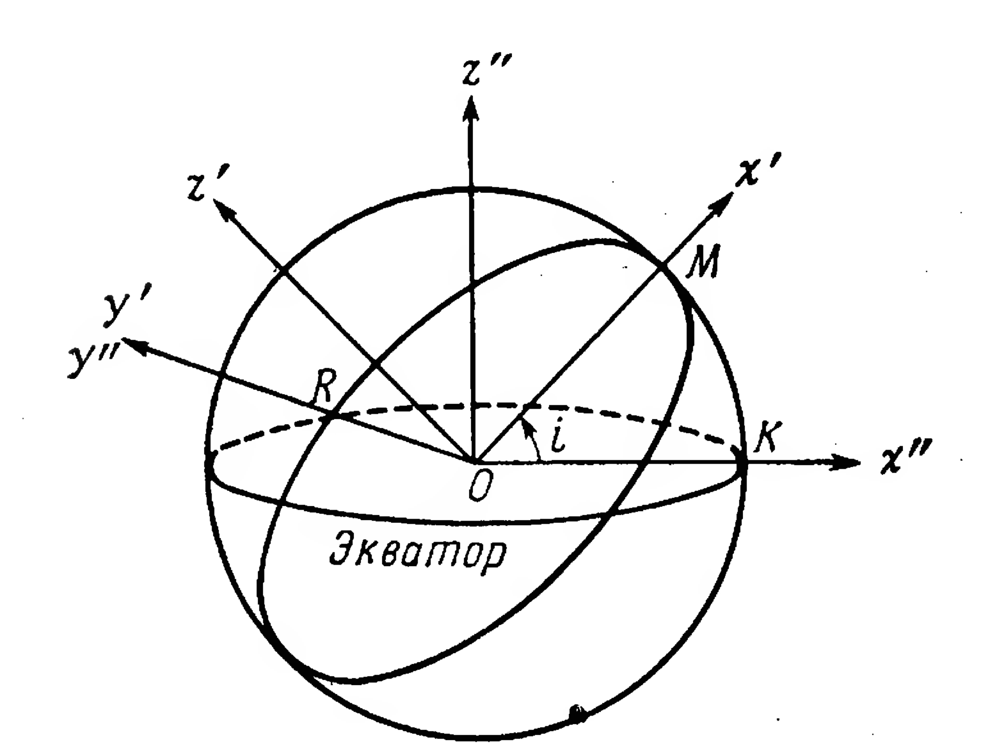
Так как $\omega = 90° - \beta$, выражение (3) можно переписать в виде

$$\begin{aligned} x' &= x\sin\omega + y\cos\omega, \\ y' &= -x\cos\omega + y\sin\omega. \end{aligned} \tag{4}$$

Величина ω считается постоянной и в тех случаях, когда возмущающие эффекты вызывают незначительную прецессию эллипса.

Преобразование II

Преобразование II позволяет получить уравнения движения в системе координат, оси которой фиксированы в пространстве,



Фиг. 5. Поворот осей при преобразовании II.
i — Угол наклона орбиты; $z' \perp x'$, $z' \perp y'$

причем оси x и y располагаются в плоскости экватора. Заметим, что при математическом преобразовании поворот осей производится вокруг оси y', что означает $y' \equiv y''$ (фиг. 5).

Элементарные уравнения преобразования координат имеют вид:

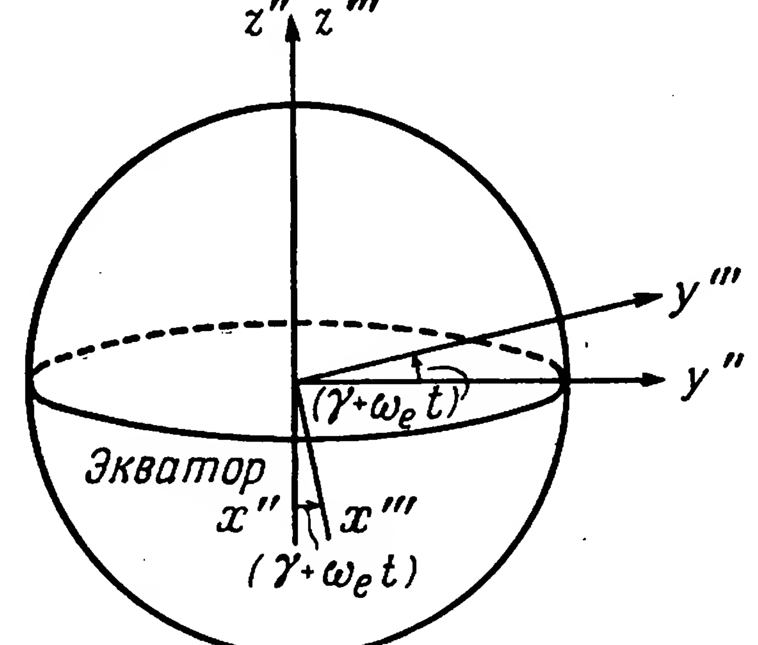
$$\begin{aligned} x'' &= x'\cos i - z'\sin i, \\ y'' &\equiv y', \\ z'' &= x'\sin i + z'\cos i. \end{aligned} \tag{5}$$

Преобразование III

Система координат x'', y'', z'' относится к вращающейся Земле. Система координат $x''' y''', z'''$ определяет положение спутника

в пространстве. Преобразование III (фиг. 6) дает уравнения:

$$x''' = x'' \cos(\gamma + \omega_e t) + y'' \sin(\gamma + \omega_e t),$$
$$y''' = -x'' \sin(\gamma + \omega_e t) + y'' \cos(\gamma + \omega_e t), \quad (6)$$
$$z''' \equiv z''.$$



Фиг. 6. Преобразование III.
x'' и y'' лежат в плоскости экватора, но фиксированы в пространстве; x''' и y''' лежат в плоскости экватора, но фиксированы относительно Земли.

Решая уравнения (2) с помощью выражений (6) одновременно для x''', y''' и z''', получаем

$$x''' = A\cos(E + \omega_e t + \theta) + B\cos(E - \omega_e t + \varphi) + C\cos(\omega_e t + \psi),$$
$$y''' = D\cos(E + \omega_e t + \delta) + F\cos(E - \omega_e t + \alpha) + G\cos(\omega_e t + \varrho),$$
$$z''' = H\cos(E + \tau) - ek_5, \quad (7)$$

где

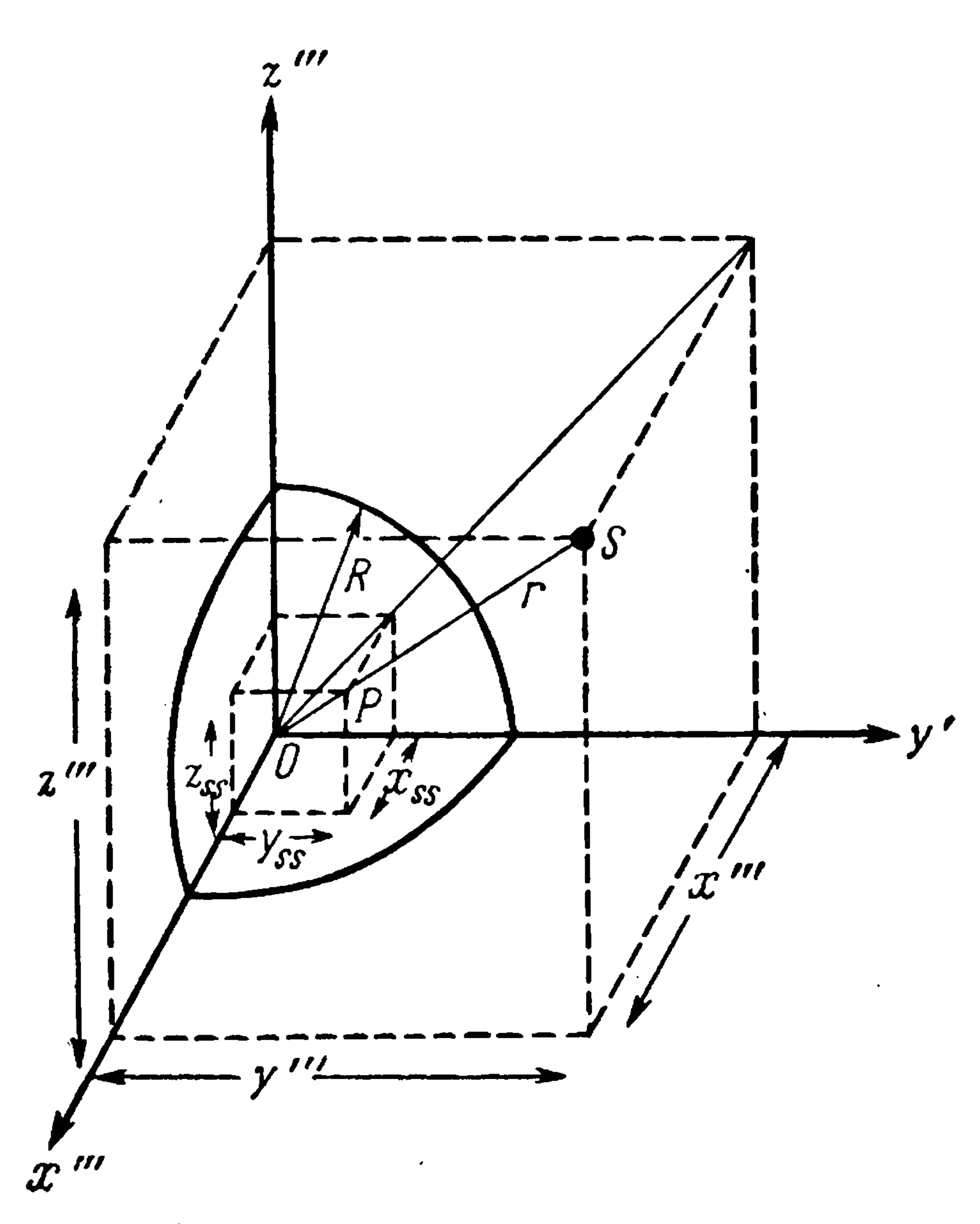
$$A = \frac{1}{2}\sqrt{(k_1 - k_4)^2 + (k_2 - k_3)^2}, \qquad \theta = \gamma - \operatorname{arctg}\frac{k_2 - k_3}{k_1 - k_4};$$
$$B = \frac{1}{2}\sqrt{(k_1 + k_4)^2 + (k_3 + k_2)^2}, \qquad \varphi = \gamma - \operatorname{arctg}\frac{k_3 + k_2}{k_1 + k_4};$$
$$C = \frac{e}{2}\sqrt{k_3^2 + k_1^2}, \qquad \psi = \gamma - \operatorname{arctg}\frac{k_3}{-k_1};$$
$$D = \frac{1}{2}\sqrt{(k_2 - k_3)^2 + (k_4 - k_1)^2}, \qquad \delta = \gamma - \operatorname{arctg}\frac{k_4 - k_1}{(k_2 - k_3)};$$
$$F = \frac{1}{2}\sqrt{(k_2 + k_3)^2 + (k_4 + k_1)^2}, \qquad \alpha = \gamma - \operatorname{arctg}\frac{k_4 + k_1}{-(k_2 + k_3)};$$
$$G = e\sqrt{k_3^2 + k_1^2}, \qquad \varrho = \gamma - \operatorname{arctg}\frac{k_3}{k_2};$$
$$H = \sqrt{k_5^2 + k_6^2}, \qquad \tau = -\operatorname{arctg}\frac{k_6}{k_5} \quad (8)$$

и соответственно

$$k_1 = a\sin\omega\cos i, \qquad k_2 = a\sqrt{1 - e^2}\cos\omega\cos i,$$
$$k_3 = a\cos\omega, \qquad k_4 = a\sqrt{1 - e^2}\sin\omega,$$
$$k_5 = a\sin\omega\sin i, \qquad k_6 = a\sqrt{1 - e^2}\cos\omega\sin i. \quad (9)$$

Преобразование IV

Уравнения движения в пространственной (трехмерной) системе координат необходимо преобразовать таким образом, чтобы получить



Фиг. 7. Преобразование IV.
r — расстояние от спутника до центра Земли; R — радиус Земли; P — проекция спутника (s) на поверхность Земли.

уравнения, описывающие движение проекции спутника в форме, удобной для имитации с помощью электронной схемы. Это преобразование иллюстрируется фиг. 7. Координаты проекции орбиты спутника могут быть записаны в виде

$$x_{ss} = \frac{R}{r}\,x'''; \qquad y_{ss} = \frac{R}{r}\,y'''; \qquad z_{ss} = \frac{R}{r}\,z'''. \tag{10}$$

Решая эти уравнения относительно x_{ss} и используя уравнение Моультона $r = a\,(1 - e \cos E)$, получаем

$$x_{ss} = \frac{Rx'''}{a\,(1 - e \cos E)}\,. \tag{11}$$

Если $e \leqslant 0{,}1$, то выражение (11) может быть аппроксимировано только первыми двумя членами разложения в ряд Тейлора

$$x_{ss} \approx \frac{R}{a}\,(1 + e \cos E)\,x'''. \tag{12}$$

Подставляя выражение для x''' из (7) в (12), получаем

$$x_{ss} = \frac{R}{a}(1 + e\cos E)\,[A\cos(E + \omega_e t + \theta) + B\cos(E - \omega_e t + \varphi) + C\cos(\omega_e t + \psi)]. \qquad (13)$$

Выполняя умножение, находим

$$x_{ss} = \frac{R}{a}[A\cos(E + \omega_e t + \theta) + \dot{B}\cos(E - \omega_e t + \varphi) + C\cos(\varphi_e t + \psi)] + \frac{Re}{a}[A\cos E\cos(E + \omega_e t + \theta) + B\cos E\cos(E - \omega_e t + \varphi) + C\cos E\cos(\omega_e t + \psi)]. \qquad (14)$$

Аппроксимация

$$E = s(t - T_p) + e\sin s(t - T_p) \qquad (15)$$

для $e \leqslant 0{,}1\%$ дает ошибку определения синусоидальных и косинусоидальных членов ($\sin E$ и $\cos E$), не превышающую 1%.

Считая такую погрешность допустимой [выражение (15)], можно воспользоваться для упрощения выражения (14) различными тригонометрическими соотношениями и аппроксимациями, основанными на разложении в ряд Тейлора. В результате уравнение (14) будет иметь следующий вид:

$$x_{ss} = \frac{R}{a}\{A\cos[(s + \omega_e)t + \theta - sT_p] + B\cos[(s - \omega_e)t + \varphi - sT_p] + eA\cos[(2s + \omega_e)t + \theta - 2sT_p] + eB\cos[(2s - \omega_e)t + \varphi - 2sT_p] + C\cos(\omega_e t + \psi)\}. \qquad (16)$$

Для расчета y_{ss} нет необходимости производить все операции, выполненные для x_{ss}. Надо только установить соотношения, существующие между x''' и y'''. Исследование показывает, что

$$x_{ss} \to y_{ss}; \qquad x'' \to y'''$$
$$A \to D, \quad B \to F, \quad C \to G:$$
$$\theta \to \delta, \quad \varphi \to \alpha, \quad \psi \to \varrho.$$

Поэтому

$$y_{ss} = \frac{R}{a} D\cos[(s + \omega_e)t + (\delta - sT_p)] + F\cos[(s - \omega_e)t + (\alpha - sT_p)] + De\cos[(2s + \omega_e)t + (\delta - 2sT_p)] + Fe\cos[(2s - \omega_e)t + (\alpha - 2sT_p)] + G\cos(\omega_e t + \varrho). \qquad (17)$$

Для определения z_{ss} применяется тот же метод, что и для определения x_{ss}.

Таким образом,

$$z_{ss} = \frac{Rz'''}{a(1 - e\cos E)} \approx \frac{R}{a}(1 + e\cos E)\,z'''. \qquad (18)$$

Подстановка выражений из (7) в уравнение (18) дает

$$z_{ss} = \frac{R}{a}(1 + e\cos E)[H\cos(E+\tau) - ek_5]. \quad (19)$$

Упрощая последнее так же, как и для x_{ss}, получаем

$$z_{ss} = \frac{R}{a}\{H\cos[s(t-T_p)+\tau] + eH\cos[2s(t-T_p)+\tau] - ek_5\}. \quad (20)$$

Круговая орбита как частный случай эллиптической

Для круговой орбиты ($e=0$) уравнения значительно упрощаются. Если r — радиус орбиты, то

$$x_{ss} = \frac{R}{r}\{A\cos[(s+\omega_e)t + \theta - sT_p] + B\cos[(s-\omega_e)t + \varphi - sT_p]\},$$

$$y_{ss} = \frac{R}{r}\{D\cos[(s+\omega_e)t + \delta - sT_p] + F\cos[(s-\omega_e)t + \alpha - sT_p]\},$$

$$z_{ss} = \frac{R}{r}\{H\cos[s(t-T_p)+\tau]\}.$$

Рассматривая частный случай, положим $\omega=0$, $T_p=0$ и $\gamma=0$. Тогда

$$k_1 = k_4 = k_5 = 0$$

$$k_2 = r\cos i, \qquad k_3 = r, \qquad k_6 = r\sin i,$$

$$A = \frac{r}{2}(1-\cos i) = r\sin^2\left(\frac{i}{2}\right),$$

$$B = \frac{r}{2}(1+\cos i) = r\cos^2\left(\frac{i}{2}\right),$$

$$C=0, \quad D=A, \quad F=B, \quad G=0, \quad H=r\sin i,$$

$$\theta=-90^\circ, \quad \varphi=-90^\circ, \quad \psi=+90^\circ, \quad \delta=0,$$

$$\alpha=0, \quad \varrho=-90^\circ, \quad \tau=-90^\circ.$$

Подставляя эти величины в уравнения (21), получаем

$$x_{ss} = R\left\{\sin^2\left(\frac{i}{2}\right)\cos[(s+\omega_e)t - 90^\circ] + \right.$$
$$\left. + \cos^2\left(\frac{i}{2}\right)\cos[(s-\omega_e)t - 90^\circ]\right\},$$

$$y_{ss} = R\left\{\sin^2\left(\frac{i}{2}\right)\cos[(s+\omega_e)t] + \cos^2\left(\frac{i}{2}\right)\cos(s-\omega_e)t\right\},$$

$$z_{ss} = (R\sin i)\cos(st - 90^\circ), \quad (22)$$

или

$$x_{ss} = R\left\{\sin^2\left(\frac{i}{2}\right)\sin[(s+\omega_e)t] + \cos^2\left(\frac{i}{2}\right)\sin(s-\omega_e)t\right\},$$

$$y_{ss} = R\left\{\sin^2\left(\frac{i}{2}\right)\cos[(s+\omega_e)t] + \cos^2\left(\frac{i}{2}\right)\cos(s-\omega_e)t\right\},$$

$$z_{ss} = (R\sin i)\sin st.$$

Очевидно, что для имитации круговой орбиты необходимо использовать три напряжения, имеющих три различные частоты (при полярной системе координат требуются напряжения только двух частот).

Для частного случая $i = 0$ уравнения приводят к очевидному выражению $z_{ss} = 0$, которое означает, что в этом случае имитируемый спутник движется вдоль экватора с угловой скоростью, равной разности угловых скоростей вращения спутника и Земли.

Другой интересный случай относится к анализу движения так называемого суточного спутника для целей связи, имеющего период обращения 24 *час*; для такого спутника $\omega_e = s$. При $i = 0$ оказывается, что $x_{ss} = \text{const}$; $y_{ss} = \text{const}$ и $z_{ss} = 0$. В частном случае при соответствующем выборе ω и γ, $x_{ss} = 0$, и $y_{ss} = R$.

Если при этом $i \neq 0$, то параметрические уравнения, описывающие координаты $x_{ss} = x_{ss}(t)$ и $z_{ss} = z_{ss}(t)$, представляют собой параметрические уравнения фигуры Лиссажу, имеющей вид восьмерки.

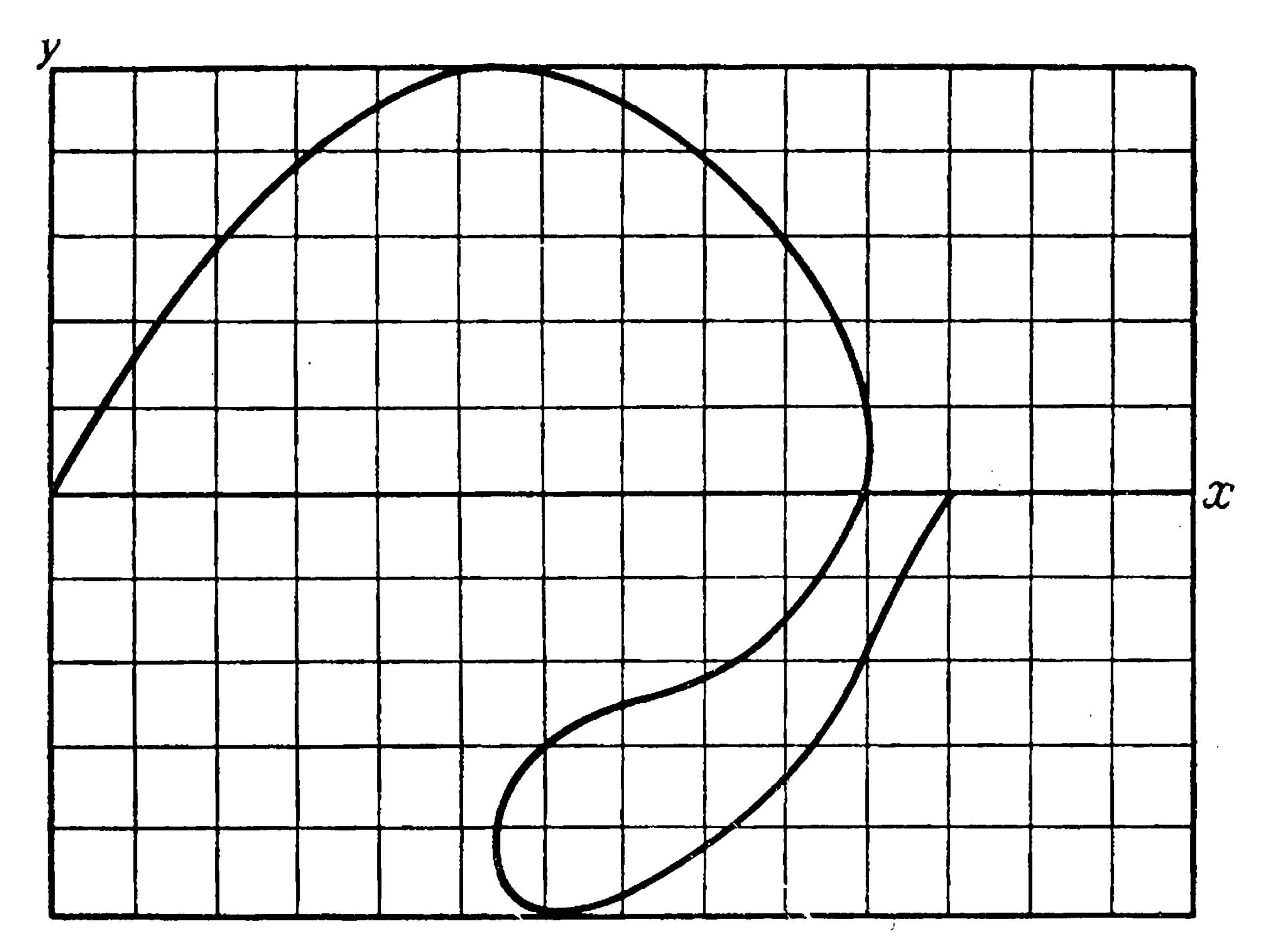
Приведенные выше примеры демонстрируют вывод уравнений движения проекции спутника в виде эллиптических функций, аргументом которых являются время и параметры орбиты. Однако необходимо помнить, что результаты обеспечивают точность порядка 1% только для спутников, эксцентриситет орбиты которых не превышает 0,1. Если эксцентриситет орбиты спутника превышает указанную величину, математический анализ получается более сложным и не приводит к простым электрическим функциям, пригодным для имитации проекции орбиты. Можно попытаться обойти некоторые из этих сложностей с помощью специальных электронных генераторов аппроксимирующих функций.

МЕРКАТОРСКАЯ ПРОЕКЦИЯ

Во втором методе индикации в качестве географических координат используется координатная сетка осей x и y карты с меркаторской проекцией. Эта проекция может применяться для изображения всей поверхности Земли и потому широко используется для нанесения трасс искусственных спутников (фиг. 11).

Меркаторская проекция охватывает поверхность Земли до 80° северной и южной широты, причем перемещения в широтном направлении (с востока на запад), происходящие вблизи полюсов, оказываются равными перемещениям, происходящим на широте экватора. Следовательно, в меркаторской проекции масштаб непрерывно изменяется, и поэтому земные массивы, имеющие размер, например Гренландии, оказываются по виду равными площади таких материков, как, например, Южная Америка. Вследствие таких масштабных искажений очень трудно найти математические соотношения, наглядно представляющие форму напряжений, необхо-

димых для создания разверток, имитирующих следы орбит на электронном индикаторе. Большие круги (круговые орбиты), проходящие на широте экватора, изображаются прямыми линиями, идущими в восточном или западном направлении. Большие круги, проходящие в широтах, близких к экватору, изображаются синусоидами, имеющими прогрессивно увеличивающиеся амплитуды



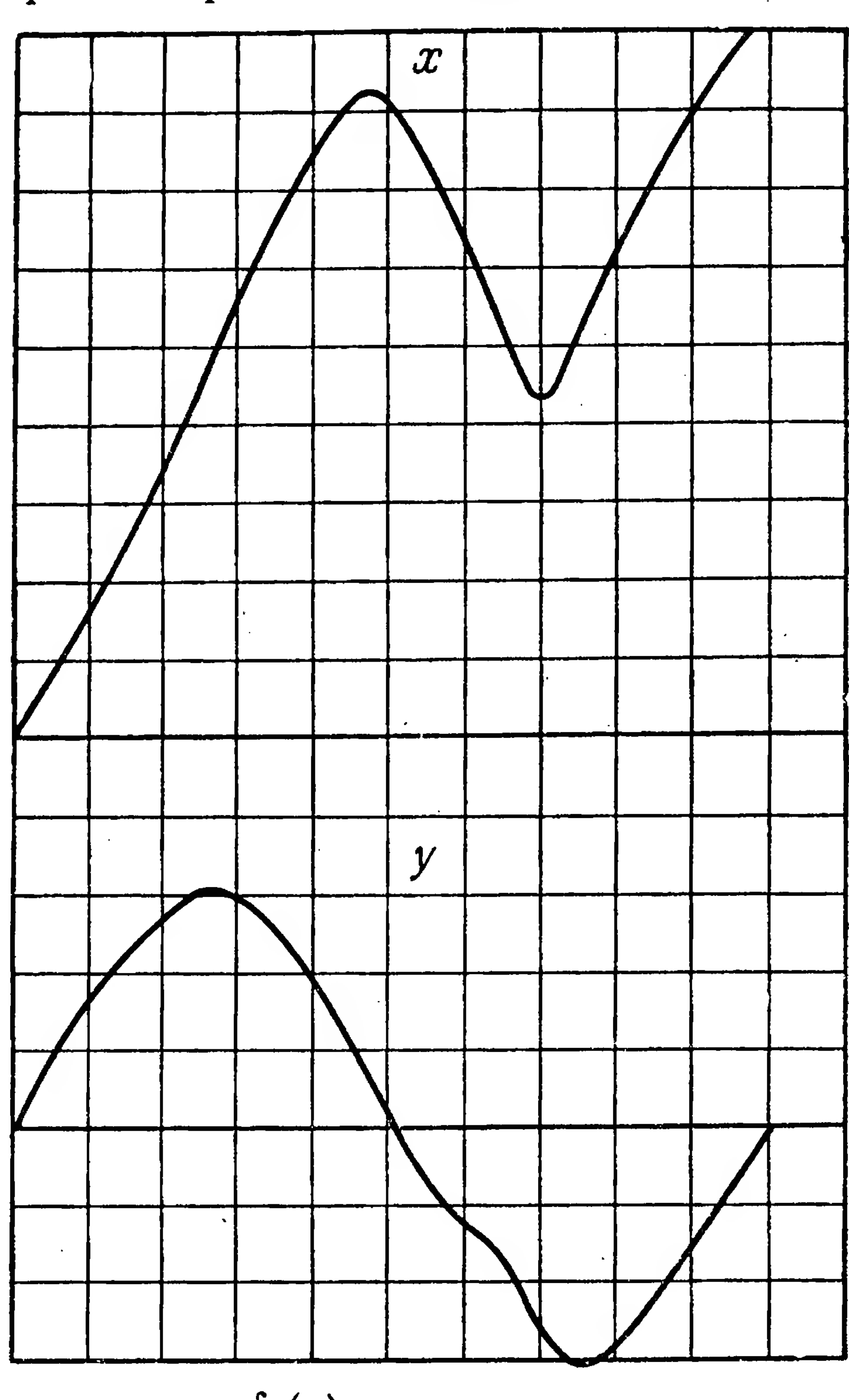
Фиг. 8. Траектория спутника «Эксплоурер VI», нанесенная на карту с меркаторской проекцией.
y является многозначной функцией *x* (координата *x* на индикаторе соответствует координате времени).

и искажения по мере увеличения широт, захватываемых проекцией траектории спутника в северном и южном направлениях. По мере приближения орбиты к любому из полюсов синусоиды все более и более уплощаются. Большие круги, проходящие через полюса, изображаются линиями, параллельными линиям долготы, и поэтому имеют вид прямоугольных волн.

Орбиты большинства спутников, запущенных до настоящего времени, можно имитировать на индикаторе с меркаторской проекцией синусоидальными напряжениями, несколько видоизмененными с помощью диодного устройства для формирования электрических функций. Однако орбита спутника «Эксплоурер VI», запущенного в августе 1959 г., требует применения другого вида имитирующей функции. Проекция этой орбиты, имеющей в пространстве форму эллипса, в меркаторской проекции представляет своеобразную форму, изображенную на фиг. 8.

Подобная форма кривой объясняется соотношениями между скоростью спутника и скоростью вращения Земли. В перигее, отстоящем на расстоянии ~260 *км* от поверхности Земли, скорость спутника равна ~32 000 *км/час*. Как только спутник уда-

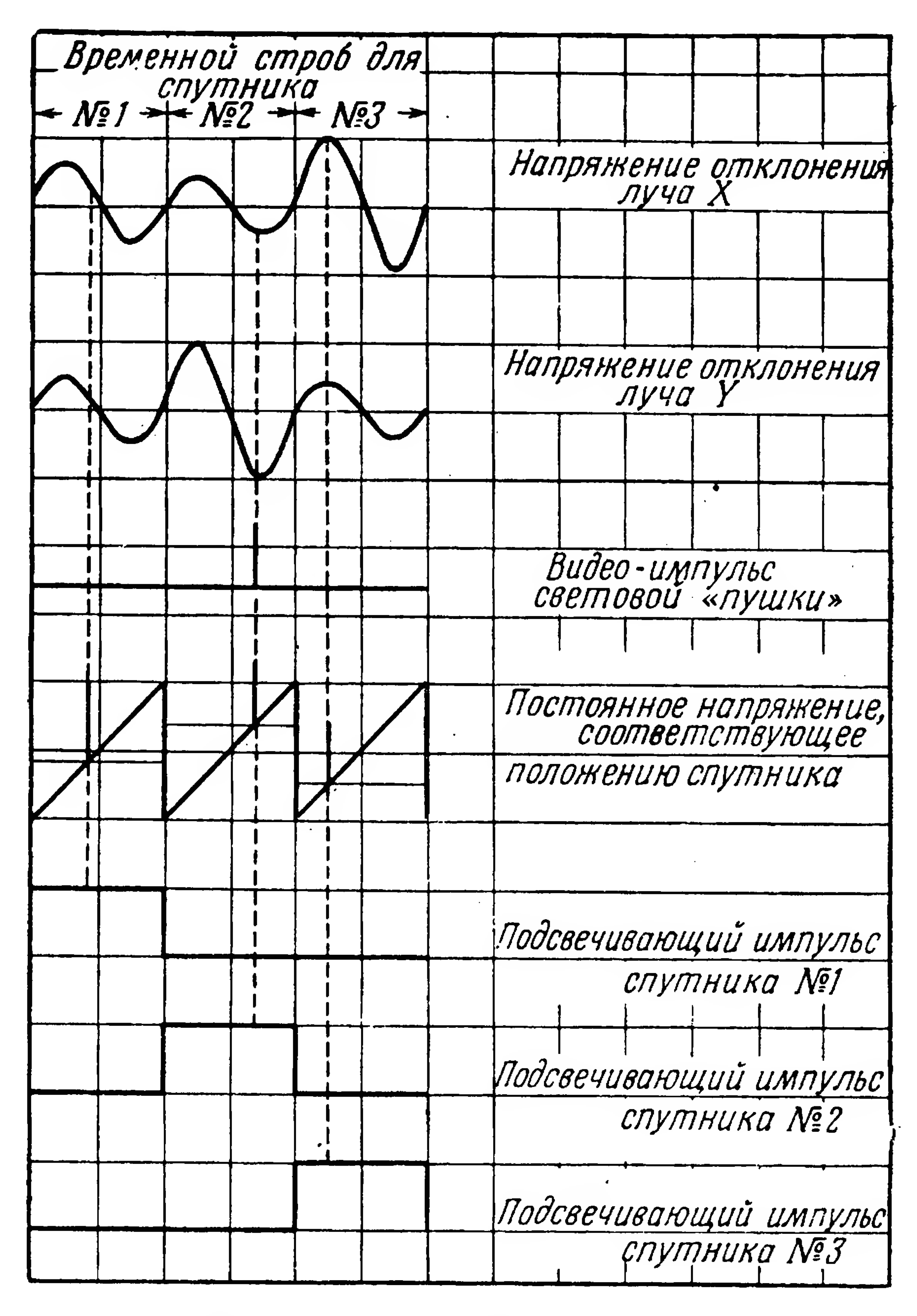
ляется к апогею на 42000 *км*, его скорость уменьшается до 3500 *км/час*. Поскольку любая точка земной поверхности на экваторе перемещается с постоянной скоростью 1600 *км/час*, проекция составляющей скорости «спутника Эксплоурер VI», идущая в направлении с востока на запад, оказывается иногда больше, а иногда меньше окружной скорости вращения Земли.



Фиг. 9. Орбита спутника «Эксплоурер VI», представленная в виде двух параметрических кривых $y = f_1(t)$, $x = f_2(t)$.

При построении трассы спутника $y = f(x)$ на карте с меркаторской проекцией (прямоугольная система координат) оказывается, что имеются такие отрезки трассы, где y изображается как многозначная функция x. Поскольку координата x на таком индикаторе соответствует координатам времени, а световое пятно на экране электронно-лучевой трубки не может появляться в один и тот же момент более чем в одной точке, оказывается необходимым пересмотреть первоначальную схему отклонения луча. Кривая, изображающая трассу спутника, может быть выражена с помощью двух параметрических уравнений $y = f_1(t)$ и $x = f_2(t)$. Тогда x и y будут однозначными функциями времени, которые можно имитировать в генераторе электрических функций и затем приложить к схемам отклонения луча по координатам x и y соответственно (фиг. 9). Электронный луч электронно-лучевой трубки в этом

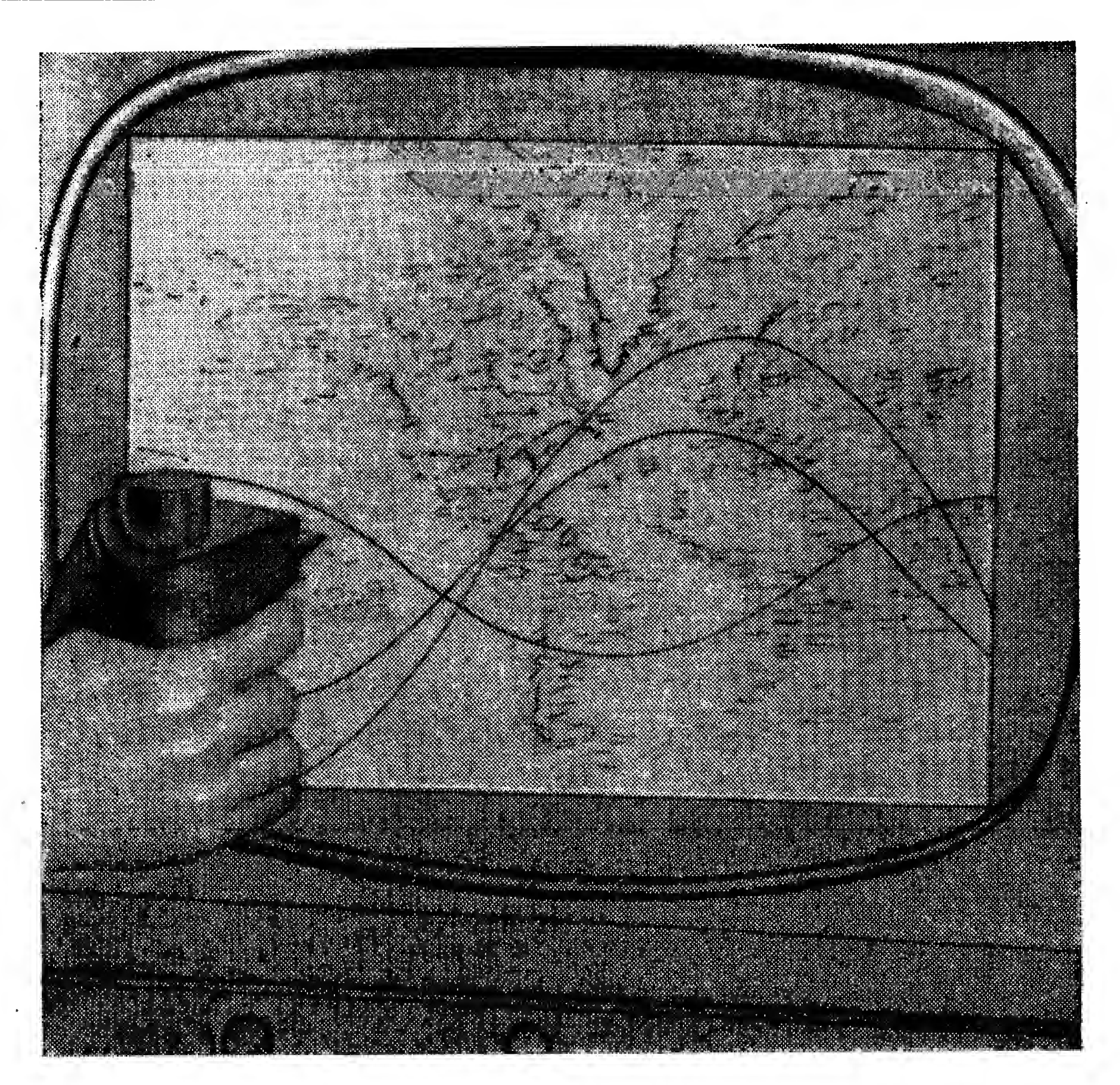
случае прочертит требуемую форму кривой, при этом отсчет времени следует производить непосредственным измерением длины рассматриваемого участка трассы.



Фиг. 10. Эпюры напряжений, управляющих электронно-лучевой трубкой.

Совпадение постоянного напряжения и линейного пилообразного напряжения создает видеоимпульс, который изображает положение спутника в системе отсчета реального времени.

Яркое световое пятно, движущееся вдоль прогнозируемой трассы, показывает положение спутника в реальном времени. Движение спутника имитируется электромеханическим способом с помощью синхронного двигателя, приводящего в действие редуктор, связанный с потенциометрами, выдающими медленно изменяющиеся напряжения. Эти напряжения сравниваются с линейно-нарастающим пилообразным напряжением, создаваемым в продолжение действия временно́го строба (с частотой повторения 5 *кгц*), отно-



Фиг. 11. «Световая пушка» опрашивает спутник, представленный в виде яркого пятна на проекции орбиты.

сящегося к определенной орбите (фиг. 10). В момент времени, соответствующий совпадению пилообразного напряжения с напряжением, поступающим с потенциометра, вырабатывается импульс метки времени, который затем используется для подсветки луча, при этом на проекции орбиты получается яркое пятно (фиг. 11), показывающее положение спутника в рассматриваемый момент.

Поскольку скорость любого спутника, находящегося на некруговой орбите, непрерывно изменяется, достигая максимума в перигее и минимума в апогее, в механической системе предусмотрено устройство для изменения скорости при помощи специального эксцентрика в механизме генератора, служащего для индикации истинного положения спутника во времени.

Так как прецессирование проекции орбиты на поверхности Земли является функцией соотношения между орбитальной скоростью спутника и скоростью вращения Земли, то поправка в каждом случае вводится индивидуально. Когда точка, изображающая положение проекции спутника, пройдет все 360° на меркаторской проекции, участок прогнозируемой трассы сдвигается на соответствующее число градусов в новую точку начала следующего цикла развертки. Это осуществляется автоматически путем сдвига вре-

менно́го строба, который служит для выбора фазы напряжений развертки по координатам x и y, а также для привязки их к соответствующему уровню начального напряжения.

ИНДИКАЦИЯ ИНФОРМАЦИИ О ВЫСОТЕ ПОЛЕТА СПУТНИКА

Высота является третьей составляющей, которая программируется в имитаторе и выдается при подаче соответствующей команды. Для каждого спутника имеется свой линейный высотный потенциометр, механически отслеживающий положение спутника в реальном времени. Сменный эксцентрик, механически связанный с потенциометром, обеспечивает получение функции, которая преобразует напряжение, снимаемое с линейного потенциометра, в напряжение, пропорциональное истинной высоте полета спутника. Для отсчета значения истинной высоты полета любого спутника в данный момент используется вольтметр с цифровой шкалой, который автоматически подсоединяется к соответствующему потенциометру при получении сигнала опроса от «световой пушки». Если высота полета спутника к моменту опроса существенно изменилась по сравнению с расчетной, то для обеспечения более точных отсчетов в систему механической связи вводится новый эксцентрик.

Отклонение формы Земли от идеальной сферической вызывает появление двух дополнительных эффектов, оказывающих влияние на точность отслеживания и индикации. Первый эффект состоит в незначительной прецессии орбиты в направлении вращения Земли. Второй — в небольшой прецессии орбиты в своей собственной плоскости. Иными словами, апогей и перигей орбиты оказываются непрерывно вращающимися.

Такое вращение создает некоторые возмущения, не превышающие нескольких градусов в сутки, причем эти возмущения могут компенсироваться во временно́м механизме.

Так как привязка полной системы во времени контролируется с помощью часов, можно перемещать отсчеты времени как вперед, так и назад, получая таким образом возможность исследовать состояние спутника в прошлый, будущий и настоящий момент времени.

ИНДИКАЦИЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Дополнительная информация, относящаяся к спутнику, может храниться несколькими способами. Иногда используется запись речевого сообщения, причем для каждого спутника сообщения передаются по самостоятельному каналу. В других случаях используется запись на кинопленке, которая затем может проецироваться прямо на экран. Простейший путь, отвечающий современ-

ным требованиям, состоит в использовании лампочек подсвета, которые при срабатывании системы опроса освещают регистрационную карточку с необходимой информацией.

Выдача информации производится при опросе системы с помощью так называемой световой пушки (см. фиг. 11). Принцип работы этого устройства состоит в использовании совпадения двух видеоимпульсов: одного, получающегося в схеме образования импульса подсвета, служащего для индикации положения спутника на орбите, и второго, возникающего в «световой пушке» в тот момент, когда она направлена на световое пятно, обозначающее положение спутника на экране электронно-лучевой трубки. Совпадение этих двух сигналов вызывает срабатывание реле, которое приводит в действие устройство хранения и выдачи информации.

В устройстве хранения информации содержатся следующие данные:

1) знаки опознавания;

2) дата и время запуска;

3) размер и вес спутника;

4) высота в апогее и перигее;

5) максимальная и минимальная скорости;

6) угол наклона орбиты относительно экватора;

7) некоторые виды научных и военных данных, передаваемых со спутника;

8) вспомогательная информация.

Кроме опрашиваемой цели (спутник), на индикаторе имеется возможность одновременного наблюдения траектории и положения любого спутника путем включения специального ключа опознавания на панели управления индикатором. При этом происходит подсвечивание проекции орбиты выбранного спутника, позволяющее выделить эту орбиту из числа остальных. С помощью ключей, расположенных на панели управления, можно производить выбор орбит, которые должны быть представлены на экране индикатора. В будущем, когда число спутников увеличится настолько, что одновременная индикация всех спутников окажется невозможной, может оказаться желательным выбирать те спутники, которые должны быть представлены на экране индикатора в соответствии с их назначением (например, связные, метеорологические или разведывательные).

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИМИТАТОРА В КАЧЕСТВЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ

Дальнейшее развитие описанного устройства будет направлено на создание возможности внесения автоматических коррекций в имитируемые орбиты с помощью оперативных данных, получаемых на станциях наблюдения. Принимая периодические коррекции

12 Заказ № 941

для всех спутников, устройство может служить важной составной частью системы оперативного обнаружения и сопровождения спутников.

Поскольку генераторы отклоняющих напряжений позволяют развернуть на карте-транспаранте все трассы и местоположения спутников, можно с помощью видеосигнала генератора истинного времени произвести выборку функций, осуществляющих такую развертку, и запомнить мгновенные значения напряжений на накопительных емкостях. Накопленные постоянные напряжения будут соответствовать данным о широте и долготе каждого спутника. При наличии схем стробирования, позволяющих производить коррекцию напряжений развертки, соответствующих орбите каждого спутника, с помощью оперативных данных, получаемых от конкретного спутника, такая система отдаленно напоминает сопровождение в процессе обзора, используемое в радиолокаторах. Применение этого метода для автоматического сопровождения спутников оказывается возможным вследствие повторяемости и стабильности орбит спутников в пространстве.

ЛИТЕРАТУРА

1. Moulton F. R., «An Introduction to Celestial Mechanics», The Macmillan Co, New York, pp. 164, 165; 1947.

ВСЕМИРНАЯ СИСТЕМА ЕДИНОГО ВРЕМЕНИ[1])

Рехер, Винклер

В настоящее время при различных измерениях времени требуется очень высокая точность, для обеспечения которой необходима единая всемирная система синхронизации часов. Рассматривается один из возможных способов создания такой системы путем транспортировки точных работающих часов. В этой связи особое внимание уделяется применению атомных часов и методам поддержания синхронизации с помощью фазовой автоподстройки по линии передачи с использованием сверхнизких частот. Рассматривается также проект всемирной системы синхронизации атомных часов и приводятся полученные результаты.

ВВЕДЕНИЕ

Различные методы наблюдения за спутниками и ракетами, некоторые помехоустойчивые системы связи, научные наблюдения за явлениями распространения радиоволн и т. п. требуют синхронизации часов, находящихся на далеком расстоянии, с точностью до ± 1 *мксек* и даже лучше. Существующие системы передачи времени по радио обеспечивают точность до ± 100 *мксек* в зависимости от расстояния и условий распространения. Однако очень удаленные станции невозможно синхронизировать с точностью лучшей, чем несколько миллисекунд, вследствие того, что они или принимают основной синхронизирующий сигнал со случайными сдвигами по фазе, или вообще не могут непосредственно принять сигнал центральной станции и должны, таким образом, опираться на вторичные линии передачи. Такие линии передачи стандартного времени, за малым исключением [1, 2], синхронизированы не лучше, чем до нескольких миллисекунд.

Существуют несколько методов улучшения точности синхронизации часов. Один из них предусматривает использование синхронизирующих сигналов низкой или сверхнизкой частоты (от управляемой станции с ретрансляцией или без нее) [3]. Другой метод состоит в транспортировке высокостабильных часов на все станции, которые необходимо синхронизировать.

В первом случае при передаче на большие расстояния необходимо использование сверхнизких (с. н. ч.) частот, однако при этом импульсная работа передатчика осложняется из-за высокой добротности (Q) антенн на с. н. ч. [4].

---

[1]) Reder F. H., Winkler G. M. R., *IRE Trans. on Milit. Electr.* MIL-4 (2—3), 366—376 (April—July 1960).

Метод транспортировки часов может обеспечить наивысшую достижимую точность, но накладывает самые строгие требования на устойчивость характеристик транспортируемых часов при воздействии окружающих условий. Этот метод может оказаться весьма дорогостоящим при обслуживании далеко разнесенных станций с проверяемыми часами. Работы, проводимые по атомным стандартам частоты в течение нескольких последних лет, привели к более глубокому пониманию особенностей работы атомных часов [5, 6] и позволили иметь необходимую информацию о характеристиках имеющихся промышленных и военных цезиевых стандартов частоты [7—9], благодаря чему этот метод заслуживает серьезного внимания.

Целью настоящей статьи является рассмотрение всемирной системы синхронизации атомных часов (проект ВОЗАК[1]), которая при использовании существующего оборудования позволит достичь точности ± 1 *мксек*.

Проект ВОЗАК предусматривает обеспечение синхронизма далеко разнесенных атомных часов с помощью их транспортировки и поддержание синхронизма посредством автоподстройки фазы сигналами сверхнизкой частоты (с. н. ч.), передаваемыми главными часами.

АТОМНЫЕ ЧАСЫ

Ошибка часов E за время T обычно определяется выражением

$$E = E_0 + RT + \frac{1}{2} AT^2, \quad (1)$$

где E_0 — начальная ошибка; R — уход часов (первоначальный относительный сдвиг частоты) и A — ускорение (относительная скорость ухода) часов. Для атомных часов коэффициенты R и A малы, однако ими нельзя пренебрегать, если требуется сихронизация часов с точностью ± 1 *мксек* в течение долгого времени. Так, например, для цезиевых часов необходимо учесть: влияние магнитного поля на частоту атомного резонанса; влияния, изменяющие условия наблюдения атомной частоты (фазировка двух резонаторов Рамзея, наличие боковых полос в возбужденном сигнале и т. д.), а также воздействия на петлю обратной связи следящей системы, смещающие точку синхронизации (наличие второй гармоники в модулирующем сигнале, изменение скорости ухода частоты опорного кварцевого генератора и т. д.). Эти влияния либо остаются постоянными, либо изменяются во времени закономерно или случайно. Постоянные влияния учитываются коэффициентом R, который представляет собой постоянный относительный сдвиг частоты между двумя отдельно настроенными приборами. Подстрой-

[1]) WOSAC — World-wide Sinchronization of Atomic Clocks.

ка частоты двух стандартов уменьшит коэффициент R, но не сможет его уничтожить. Быстрые изменения влияющих факторов лучше всего описываются изменениями R. Медленно меняющиеся условия можно представить коэффициентом A [10].

Нарушения в работе часов происходят главным образом из-за систематического изменения факторов, которые невозможно учесть, как, например, изменение окружающих условий или старение электронных приборов и механических конструкций, потому что в случае работы часов в режиме синхронизации перерывы для подстройки недопустимы [9] (в отличие от работы стандартов частоты), а других средств для обнаружения систематических изменений нет. Это обстоятельство ставит предел точности для метода транспортировки часов. Чтобы дать представление о порядке величин, о которых идет речь, можно указать, что систематические изменения R для существующих в настоящее время приборов (например, для атомихрона NC - 1001) меньше 10^{-10}, если аппаратура работает при постоянной температуре и стабилизированном напряжении. Величины A для различных изменений окружающих условий даны в работе [8].

Возникает вопрос, какие из различных типов атомных часов лучше всего использовать в качестве транспортируемых, главных и синхронизируемых часов. Промышленность США выпускает только цезиевые стандарты частоты, которые за последние 4 года обеспечили значительно более высокую точность и стабильность. Препятствиями для некоторых применений этих часов в транспортируемом варианте являются их большие размеры (стойка высотой 2 *м*) и чувствительность к вращающим моментам, что объясняется отклоняющим действием на поток частиц сил Кориолиса, в результате чего излучающие частицы пролетают мимо детектора и выводят систему из синхронизма. Повороты большого атомихрона NC-1001 вокруг оси, перпендикулярной к направлению потока излучения со скоростью, не превышающей 90° за 15 *сек*, не приносят вреда. Ведутся работы над новыми моделями значительно меньшего размера (55 *дм*³) [AF 33(600)-36067, AF 33(600)-39025, DA 36-039-SC-73283].

В будущем могут появиться другие высокостабильные стандарты частоты, основанные на принципе мазера (молекулярного или квантового генератора) [11] или на использовании метода газовых ячеек с применением оптической накачки и оптического детектирования. Легко видеть, что пассивные приборы, такие, как цезиевые лучевые приборы или газовые ячейки, принципиально более подходят для создания часов, работающих длительное время, чем активные приборы типа мазера. Активные стандарты имеют тот недостаток, что их частота подвержена явлению затягивания настроенной резонансной системой. Правда, это воздействие можно сделать постоянным, но все же при одинаковых условиях пассивные приборы дают

лучшие результаты уже потому, что имеют меньше дестабилизирующих факторов. Однако активные системы имеют преимущества в отношении кратковременной стабильности [12] и нечувствительности к воздействию окружающих условий [13].

Стандарты с газовыми ячейками, использующие буферные газы [14, 15] для сокращения ширины линий, могут иметь меньший вес и размеры, а также меньшую потребляемую мощность, однако их частота зависит от сдвигающих эффектов буферных газов [16]. По этой же причине частота таких стандартов подвержена более сильному влиянию характеристик электронных схем (чувствительность к изменениям питающих напряжений, крутизна модуляционной характеристики и т. п.), чем в случае цезиевого лучевого прибора. Это несколько уменьшает вероятность того, что такой прибор сможет стать дешевым вторичным стандартом высокой стабильности, не уступающим при длительной работе лучшим кварцевым стандартам. По-видимому, цезиевые приборы и в настоящее время и в ближайшем будущем останутся лучшими атомными часами для синхронизации. Большинство приборов с атомной стабилизацией частоты использовалось в прошлом для калибровки хода прецизионных кварцевых часов, поскольку считалось, что данные наблюдений естественных постоянных, таких, как частота колебаний атомов цезия в определенных условиях, образуют равномерную шкалу времени. Это уже само по себе являлось очень ценным, поскольку кварцевые часы даже с учетом вращения Земли не могут дать равномерную шкалу времени [17—24]. Можно считать, что для большинства практических целей атомная шкала времени не имеет ускорений по отношению к эфемеридному времени, определяемому по гравитационным астрономическим явлениям.

Шкала времени атомихрона NC-1001, однако, отличается от времени эфемерид, поскольку этот стандарт привязывает свою выходную частоту к частоте колебаний атомов цезия при нулевом значении поля $f = 9192{,}631840$ *Мгц* вместо использования измеренной величины 9192,631770 *Мгц* [21]. Наши часы, таким образом, отстают на $74{,}5 \cdot 10^{-10}$ по отношению к времени эфемерид, включая влияние магнитного поля C (1,5 *гц*). Различные виды универсального времени, а также звездное время, которые являются системами времени по отношению к изменяющемуся вращению Земли, недостаточны для решения нашей проблемы, хотя они имеют большое значение для геодезии, астронавигации и в гражданской жизни. Всемирная сеть синхронизируемых станций, предусмотренная в проекте ВОЗАК, не связана с посылаемыми из центра синхронизирующими импульсами, а основана на применении на каждой станции часов со свободным ходом и первоначальной синхронизацией и на использовании дополнительной фазовой информации, получаемой, как увидим ниже, по линии передачи сверхнизких частот.

Чтобы работать в течение относительно длительных интервалов времени между поправками, «полуавтономные» часы должны иметь достаточно высокую точность (не хуже 10^{-11}). Поправка часов, когда она становится необходимой, производится по уходу и фазе. Зависимость резонансной частоты колебаний атомов цезия от поля *C* выражается следующим образом [5]:

$$f = f_0 + 427 \cdot (B^2) \qquad (2)$$

(*B*, *гс*; *f*, *гц*) и легко может быть использована для очень точной установки хода атомных часов по отношению к главным часам. Фаза часов может быть установлена, например, с помощью фазовращателя в канале 100 *кгц*.

Здесь надо отметить различие в терминах «часы» и «стандарт частоты». Если аппаратура используется для сравнения частот, тогда речь идет о стандартах частоты, если же делается упор на измерение фазы или времени, то надо говорить о часах. В последнем случае к стандартам частоты добавляются счетные приборы.

Поскольку все атомные стандарты частоты используют собственный кварцевый генератор, совершенно излишне применять дополнительный кварцевый генератор и периодически калибровать его с помощью атомного стандарта, имеющего достаточную надежность. Такая калибровка обязательно вводит дополнительные ошибки, особенно если часто регулировать ход кварцевых часов. Изменение частоты кварцевого генератора может привести к эффектам, дающим неучитываемые временные ошибки, и, кроме того, рекомендуется не контролировать непрерывно фазу кварцевых часов, а периодически проверять только ее производную [25]. Однако атомные стандарты частоты по самой своей природе едва ли когда-нибудь достигнут надежности значительно более простого кварцевого генератора. Одним из решений этой проблемы является, конечно, использование в одной системе и атомных стандартов высокой точности и кварцевых инерционных генераторов большой надежности [26]. Этот вариант особенно важен для центральных часов, осуществляющих синхронизацию по линиям передачи с. н. ч. Для управляемых часов эта мера не является абсолютно необходимой, поскольку они во время выходов из строя атомного стандарта частоты могут удерживаться в синхронизме (с несколько меньшей точностью) с помощью фазовой подстройки по линии передачи с. н. ч. Простой принцип лежит в основе часов, описанных Винклером [26]: электронное устройство обеспечивает фазовую подстройку надежного кварцевого генератора (инерционного) по среднему выходному сигналу нескольких атомных стандартов. В случае если один из атомных стандартов выходит из синхронизма, его сигнал автоматически отключается от следящей системы и кварцевый генератор подстраивается по среднему сигналу остальных атомных стандартов.

ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ СВЕРХНИЗКИХ ЧАСТОТ

Линии передачи с. н. ч. применяются для точного измерения частоты уже в течение нескольких лет [27—36]. Преимущество этого частотного диапазона заключается в относительно малом изменении характеристик линии передачи. Передача синхронизирующих сигналов осуществляется только несущей частотой, так как при импульсной работе невозможно обеспечить достаточную точность сигналов с. н. ч. вследствие малой полосы пропускания антенн, составляющей всего 50—100 *гц*.

Основные особенности линий передачи с. н. ч. , представляющие интерес для дальнейшего изложения, следующие:

1) малые потери при распространении; 2) суточные изменения фазы и 3) резкие скачки фазы. Частотный диапазон порядка 20 *кгц* имеет преимущества с точки зрения к. п. д., мощности передатчика, шумов и дальности распространения [4], однако для целей синхронизации, по-видимому, более подходит диапазон 10 *кгц* [33].

Пирс [31] показал, что, за исключением времени восхода и захода солнца над линией передачи, фаза с. н. ч. сигналов остается исключительно стабильной (для трансатлантических сигналов средний уход за 5 *час* составляет ~ 2 *мксек*). Резкие возмущения, которые чаще наблюдаются ночью [27], создают уход принимаемой частоты до $6 \cdot 10^{-8}$ [32]. Однако столь большие возмущения происходят крайне редко.

Возмущения в основном проявляются в изменении времени распространения и отмечаются как фазовые сдвиги относительно некоторой неизменной величины. Пирс [31] использовал этот критерий для отличия фазовых сдвигов, возвращающихся во время распространения обратно к среднему значению, от «вековых» фазовых сдвигов, вызываемых изменениями частоты генератора и увеличивающихся со временем. Если измерения частоты производить без учета этого критерия путем выбора произвольных конечных точек для определения величины

$$\Delta\Omega = \frac{\Delta\varphi}{\Delta t},$$

то разрешающая способность измерений частоты будет очень низкой [37].

Таким образом, по-видимому, вполне возможно использовать высокостабильные (управляемые атомными часами) линии передачи с. н. ч. для удержания вторичных часов в синхронизме с главными часами. Единственным требованием является высокая стабильность синхронизируемых часов, поскольку поправки нельзя вносить чаще, чем раз в сутки. Хорошие результаты может дать система фазовой автоподстройки, если применить суточный имитатор возмущений, подобный использованному Пирсом [27].

Дополнительной проблемой рассматриваемых экспериментов является зависимость величины фазовой скорости в линиях передачи с. н. ч. от частоты, направления передачи (закон взаимности), состояния поверхности Земли и времени года. Такие измерения удобно производить во время транспортировки часов, когда вторичные часы первоначально синхронизованы главными часами путем подсчета числа длин волн на пути между часами. Попытки измерения скорости распространения в линиях с. н. ч. различными методами описаны в работе [38].

ПРОЕКТ ВСЕМИРНОЙ СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ АТОМНЫХ ЧАСОВ

Чтобы показать возможность всемирной синхронизации часов с помощью транспортируемых часов и сохранения синхронизма посредством фазовой автоподстройки на с. н. ч., было решено провести исследования в следующих направлениях:

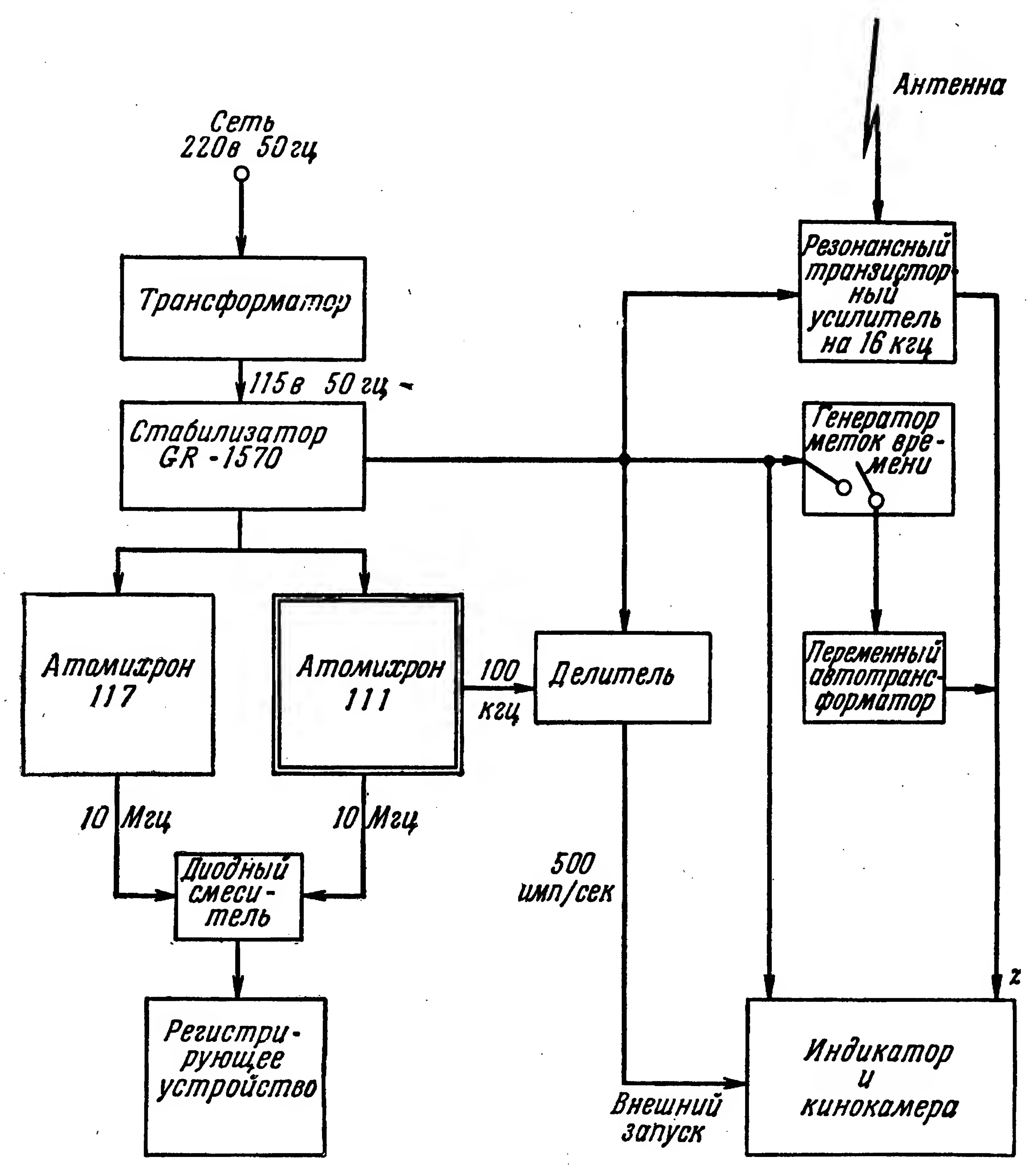
1. Изучение влияния среды распространения на стабильность фазы трансатлантических сигналов с.н.ч.
2. Экспериментальная проверка работы низкочастотного передатчика, управляемого непосредственно атомихроном.
3. Изучение условий распространения на очень большие расстояния с использованием передатчика с. н. ч. большой мощности, управляемого атомихроном.
4. Изучение возможности прецизионной передачи времени с помощью транспортируемых на самолете атомных часов.
5. Экспериментальное определение максимальной дальности действия линии синхронизации часов и измерение скорости распространения на с. н. ч.

Изучение влияния среды

Фаза сигнала с. н. ч. ($f = 16$ *кгц*), излучаемого станцией «Регби» с выходной мощностью 50 *квт*, контролировалась атомихронами «112» и «110» [27—31, 39]. Определение частоты управляемого кварцевого генератора и влияния среды распространения на фазу сигнала осложнялось нестабильностями кварцевого генератора и другими фазовыми нестабильностями в передающей системе станции «Регби». Потребовалось четкое отделение эффектов распространения от возмущений, вносимых передающим оборудованием.

Для этой цели контрольная станция была установлена в сентябре 1959 г. в Бэнбери (40 *км* от Регби) и оборудована приборами, согласно схеме фиг. 1. Аналогичные приборы применялись на другой стороне Атлантического океана. Оборудование станции состояло из атомихронов «111» и «117», делителей частоты, точного индикатора и кинокамеры [27]. Таким путем оказалось возможным измерить фазу сигнала по отношению к атомихрону «111» в начале

линии связи и к атомихрону «112» в конце. Обобщенные результаты, полученные на двух станциях, убедительно показали незначительное влияние среды распространения на среднюю частоту. Подсчет



Фиг. 1. Блок-схема контрольной станции в Бэнбери (Англия).

средней частоты по изменениям фазы в течение дневной передачи [40] дал среднюю девиацию $3 \cdot 10^{-11}$. Для ночной передачи средняя девиация составила $4 \cdot 10^{-11}$, а за 24-*часовой* период усреднения — $2{,}5 \cdot 10^{-11}$, что очень хорошо согласуется с величинами, указанными Пирсом [31]. Поскольку зимой день на всей линии связи в северном полушарии становится короче, точность определения частоты с помощью линий связи, работающих только днем,

зимой понижается. С другой стороны, известно, что изменения магнитного поля оказывают большое влияние на фазовую стабильность сигналов с. н. ч. при ночном распространении [3]. Фазовые сдвиги, появляющиеся одновременно в записях обеих станций, объяснялись резкими изменениями в передающей системе; скачки фазы, например, происходили (как оказалось при сверке с рабочим журналом передатчика) во время кратковременных сбоев передатчика [40].

Непосредственное управление низкочастотным передатчиком с помощью атомихрона

Для достижения конечной цели описываемой системы необходимо, чтобы станция с. н. ч. непосредственно управлялась атомными часами.

Из существующих станций для этого были выбраны передатчики на частоте 33 $\frac{1}{3}$ *кгц* в Оакхарсте и на частоте 133 $\frac{1}{3}$ *кгц* в Ирле. Оба передатчика управлялись из Форт-Монмутта одним атомихроном с помощью сантиметровой ретрансляционной линии. Целью экспериментальной проверки было расширение опыта по управлению передатчиками с помощью атомихрона, оценка управления фазой излучаемого сигнала и создание двух одновременно управляемых атомихроном сигналов для изучения распространения и точной транспортировки частоты в отдаленные места восточной части США.

Блок-схема всего передающего оборудования приведена на фиг. 2. Экспериментальный передатчик в Ирле работал с октября 1959 г. на простую антенну (85 *м*) с горизонтальной верхней частью, излучавшую ~ 30 *вт* мощности. Позывной сигнал давался каждые 10 *мин*. В течение октября и ноября сигнал A5XA 133$\frac{1}{3}$ *кгц* подстраивался под атомихрон «112». Средние уходы фазы за 1 *час* были ~ 0,05 *мксек* при работе днем и ~ 0,25 *мксек* при работе ночью. Результаты измерений приведены в таблице.

При изучении данных дневных испытаний возникает вопрос, появляются ли ошибки вследствие нестабильности среды распространения или нестабильностей атомихронов. Чтобы разрешить эту неопределенность на обоих концах линии (Форт-Монмут — Гарвард) в августе 1960 г. временно установили новые стандарты частоты, имеющие более высокую стабильность.

Самый дальний пункт, в котором сигнал ясно различался, был университет шт. Огайо, однако это расстояние для выполнения п. 4 указанной выше программы исследований было недостаточным. Поэтому в дальнейшем передатчик в Ирле был усовершен-

ствован и оборудован антенной — мачтой высотой 57 *м* с нижним питанием. Повышение излучаемой мощности на 15 *дб* дает возможность принимать сигналы на мысе Канаверал.

Таблица

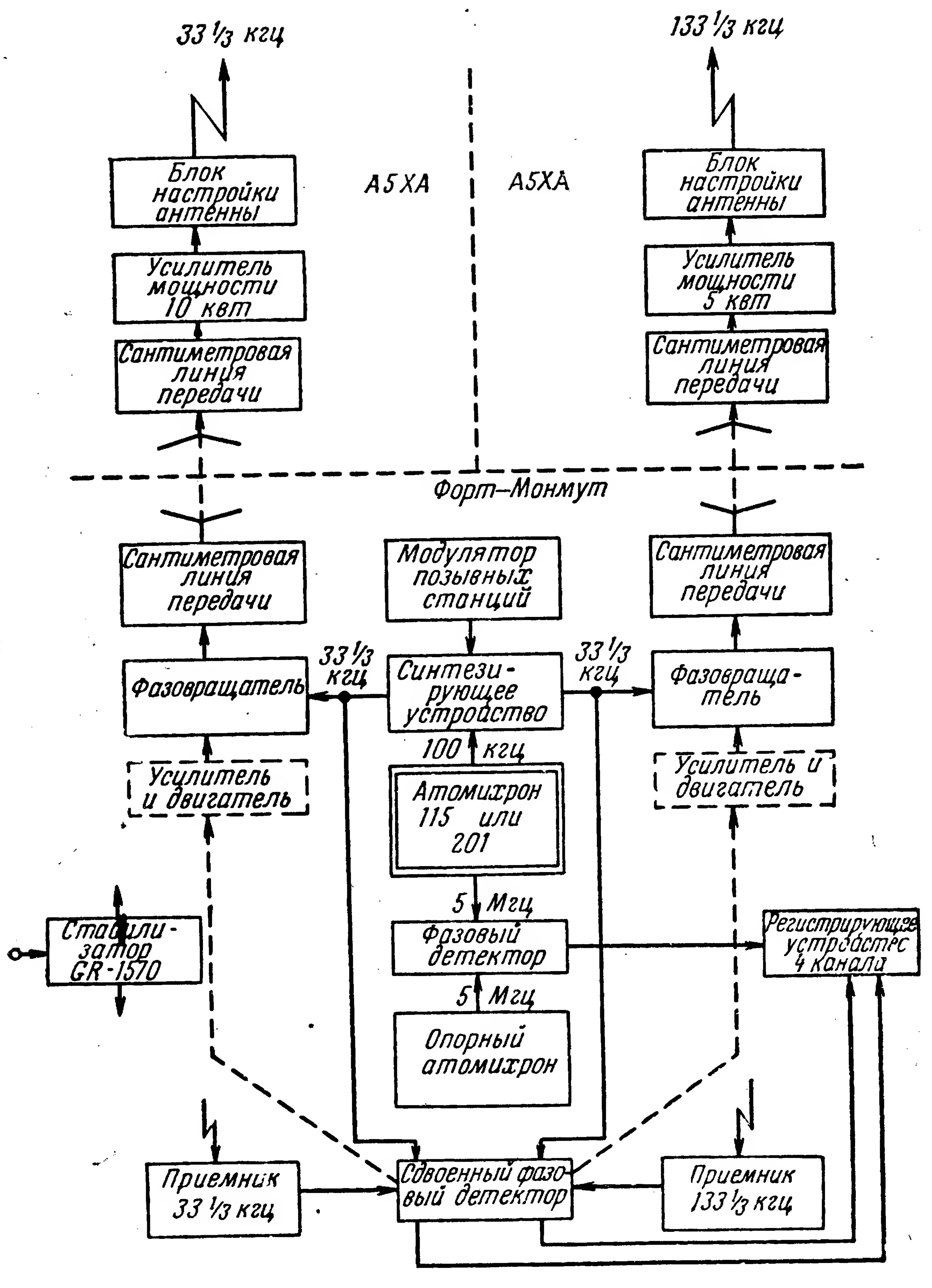
Стабильность непосредственно управляемых атомихроном сигналов станции в Ирле ($133\frac{1}{3}$ *кгц*) по отношению к атомихрону «112»[1]

Дата	Атомихрон	Продолжительность сравнения, *час*	Время усреднения	$\Delta f/f \cdot 10^{11}$
22 октября	8-112	6[2]	1 *час*	—1,4
28 октября	8-112	6[2]	1 *час*	—3,4
29 октября	8-112	6[2]	1 *час*	—5,2
4—5 ноября	115-112	2[2]	10 *мин*	—2,8
4—5 ноября	8-112	2[2]	1 *час*	—1,0
4—5 ноября	8-112	3[2]	10 *ммн*	—3,0
4—5 ноября	8-112	17	4 *час*	14,2
4—5 ноября	201-112	2[2]	10 *мин*	0,5
4—5 ноября	119-112	2[2]	1 *час*	—7,0
12—13 ноября	201-112	26	5 *час*	—8,1
12—13 ноября	201-112	8[2]	1 *час*	—7,1
4—5 ноября	123-201	10		26,7
7—8 ноября	119-8	13	1 *час*	8,7
7—8 ноября	8-201	22	1 *час*	—4,9
12—13 ноября	118-201	29	$^1/_2$ *час*	12,5
12—13 ноября	115-201	29	1 *час*	2,6
12—13 ноября	8-201	29	$^3/_4$ *час*	8,7

1) Данные получены из усредненных частот, но не из величин фаз.
2) Сравнение производилось в дневные часы.

В станции, находящейся в Оакхарсте, мощность передатчика 10 *квт* на частоте $33\frac{1}{3}$ *кгц* подводилась к 120-метровой мачте, возбуждаемой петлей; излучаемая мощность составляла $\sim$ 2 *вт*.

Предполагается, что один или оба передатчика, контролируемые станцией Форт-Монмута, в дальнейшем будут производить регулярные передачи, чтобы оценить изменение характеристик распространения в течение длительного времени.



Фиг. 2. Блок-схема оборудования станций в Ирле (133 $\frac{1}{3}$ *кгц*) и Оакхарсте (33 $\frac{1}{3}$ *кгц*).

Непосредственное управление мощной передающей станцией с. н. ч. с помощью атомихрона

Проверка управления с помощью атомихрона передатчиком с. н. ч. ($133\frac{1}{3}$ *кгц*) большой мощности производилась с целью:

1) получения информации о стабильности фазы и точности передачи частоты на расстояния от 8000 до 20 000 *км*;

2) оценки непосредственного управления атомихроном станции с. н. ч. большой мощности (применительно к проблемам оборудования и фазовой стабильности излучаемого сигнала в ближней зоне передатчика);

3) создания двух станций с. н. ч. с целью определения наибольшей дальности действия линии синхронизации;

4) получения сигналов с. н. ч., управляемых атомихроном и принимаемых в любой точке земного шара для сравнения атомных стандартов частоты.

Передающие станции предположено установить в Форрестпорте (см. фиг. 6).

Мощность излучения передатчиков в диапазоне 10—20 *кгц* составляет 100—1000 *вт*. Цикл коммутации передач времени по частотным каналам имеет период 5 *сек* с четырьмя рабочими интервалами длительностью 0,9; 1,0; 1,1; и 1,2 *сек* и четырьмя интервалами для переключения длительностью 0,2 *сек* каждый. Электронные коммутаторы позволяют осуществлять большое число комбинаций времени работы и частот двух передатчиков. Для выполнения п. 5 программы исследований были выбраны частоты 10,2; 14,2 и 18,2 *кгц*.

Предполагается, что несколько пробных передач на частоте 12,6 *кгц* дадут возможность получить информацию о фазовой стабильности сигналов, принимаемых в Гарварде и Форт-Монмуте. Сигналы на частоте 14,2 *кгц* будут использованы для определения максимальной дальности действия линии синхронизации, и во время этих экспериментов фазы сигнала с Гавайских о-вов будут контролироваться на расстоянии ~ 30 *км* с помощью другого атомихрона (см. фиг. 7). Сигнал 14,2 *кгц* из Форрестпорта будет контролироваться станцией в Риме, шт. Нью-Йорк (см. фиг. 6).

Синхронизация с высокой точностью при помощи транспортируемых атомных часов

Прежде чем осуществлять синхронизацию с помощью транспортируемых на самолете атомных часов, необходимо было установить, сможет ли имеющийся атомихрон NC-1001 нормально работать в летящем самолете. Эта модель разрабатывалась для использования в нормальных лабораторных условиях, и успех летного экспе-

римента находился под большим сомнением. Как указывалось выше, атомные стандарты лучевого типа весьма чувствительны к воздействию сил Кориолиса, когда ось потока излучения подвергается какому-либо вращению. Для уменьшения этого эффекта целесообразно укреплять атомихрон параллельно оси фюзеляжа. Однако конструкция источника атомов в атомихроне NC-1001 не допускает его работу при углах между осью луча и горизонтальной плоскостью $> 5°$, когда жидкий цезий протекает через тонкие каналы источника в лучевую лампу и смещает направленность луча.

Горизонтальное расположение атомихрона неблагоприятно сказывалось на механизме следящей системы, поскольку амортизаторы кварцевого генератора и его управляющий механизм спроектированы для работы только в вертикальном положении, и вызывало недопустимое торможение двигателя следящей системы, что приводило к сдвигу точки синхронизма на резонансной кривой и ухудшало стабильность стандарта. Проблема была разрешена при таком расположении атомихрона NC-1001, когда угол между осью луча и осью фюзеляжа составлял 15°, а система крепления шасси кварцевого генератора была изменена [41].

Первые летные испытания атомихрона NC-1001 были проведены в ноябре 1959 г. Источником питания для самолетных часов на Земле служил генератор с дизельным двигателем, а в воздухе — самолетная силовая установка. На фиг. 3 показана блок-схема измерительного устройства. Стабилизатор поддерживает напряжение на определенном уровне, особенно во время неизбежных переключений с одного источника питания на другой. Выходной сигнал 100 *кгц* и вторичные импульсы с делителя передаются по сантиметровой ретрансляционной линии из аэропорта в лабораторию Корпуса связи (Форт-Монмут). Сигнал 100 *кгц* используется в дополнение ко вторичным импульсам для повышения разрешающей способности[1]) и скорости процесса синхронизации. Вторичные импуль-

---

[1]) Сравнение двух синусоидальных сигналов лучше всего производить с помощью фазового детектора [33]. Угловое положение оси фазовращателя можно непосредственно калибровать в единицах накапливаемой разности времени. Значительно проще, но менее удобно записывать непосредственно синусоидальное выходное напряжение фазового детектора

$$V = V_{\text{макс}} \sin \Delta\varphi$$

и определять разность хода часов из выражения

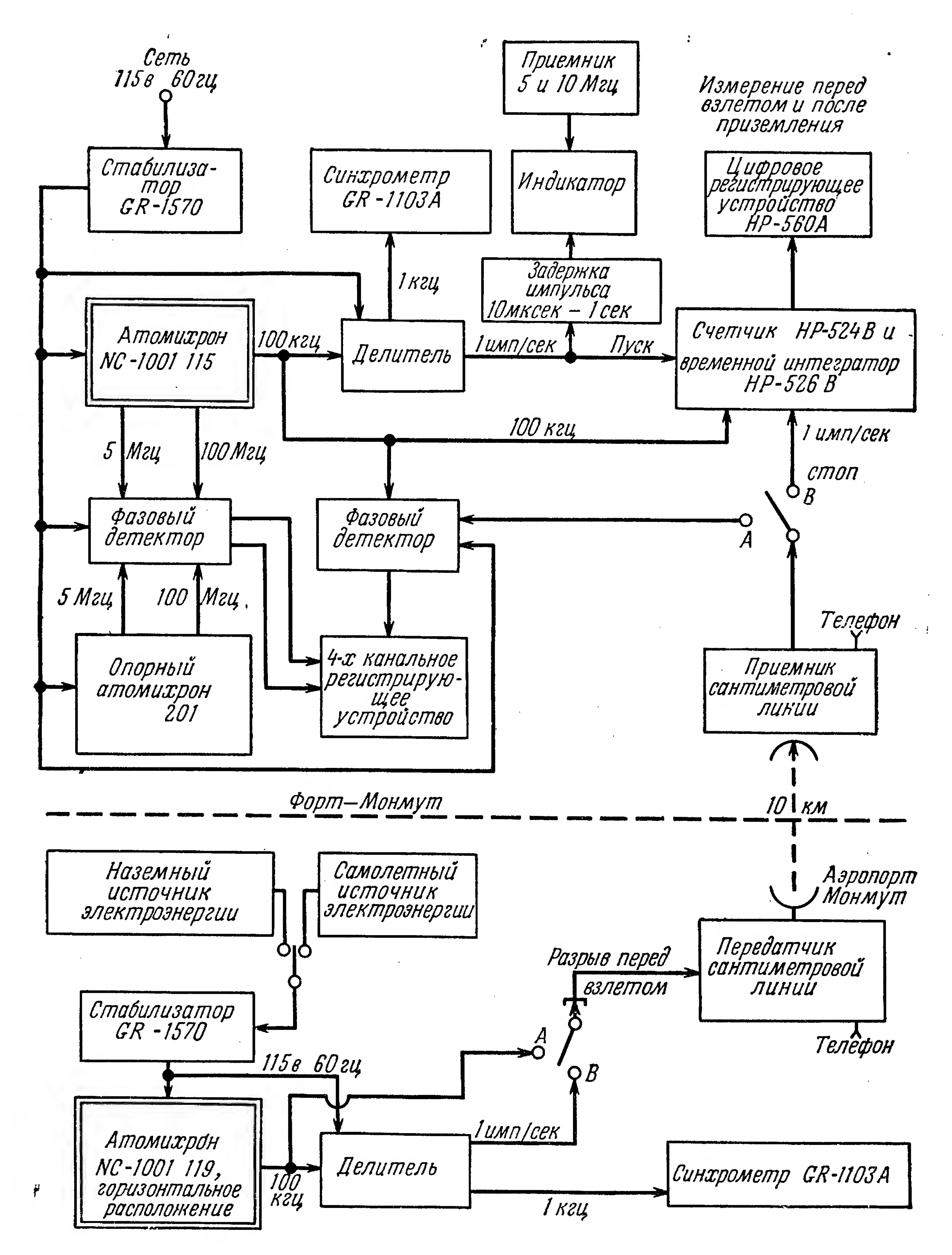
$$E = \frac{\Delta\varphi}{\Omega} = \frac{1}{\Omega} \arcsin \left(\frac{V}{V_{\text{макс}}} \right)] , \quad (3)$$

где $\Delta\varphi$ — разность фаз, Ω — угловая частота.

Мгновенный относительный уход частоты выражается следующим образом:

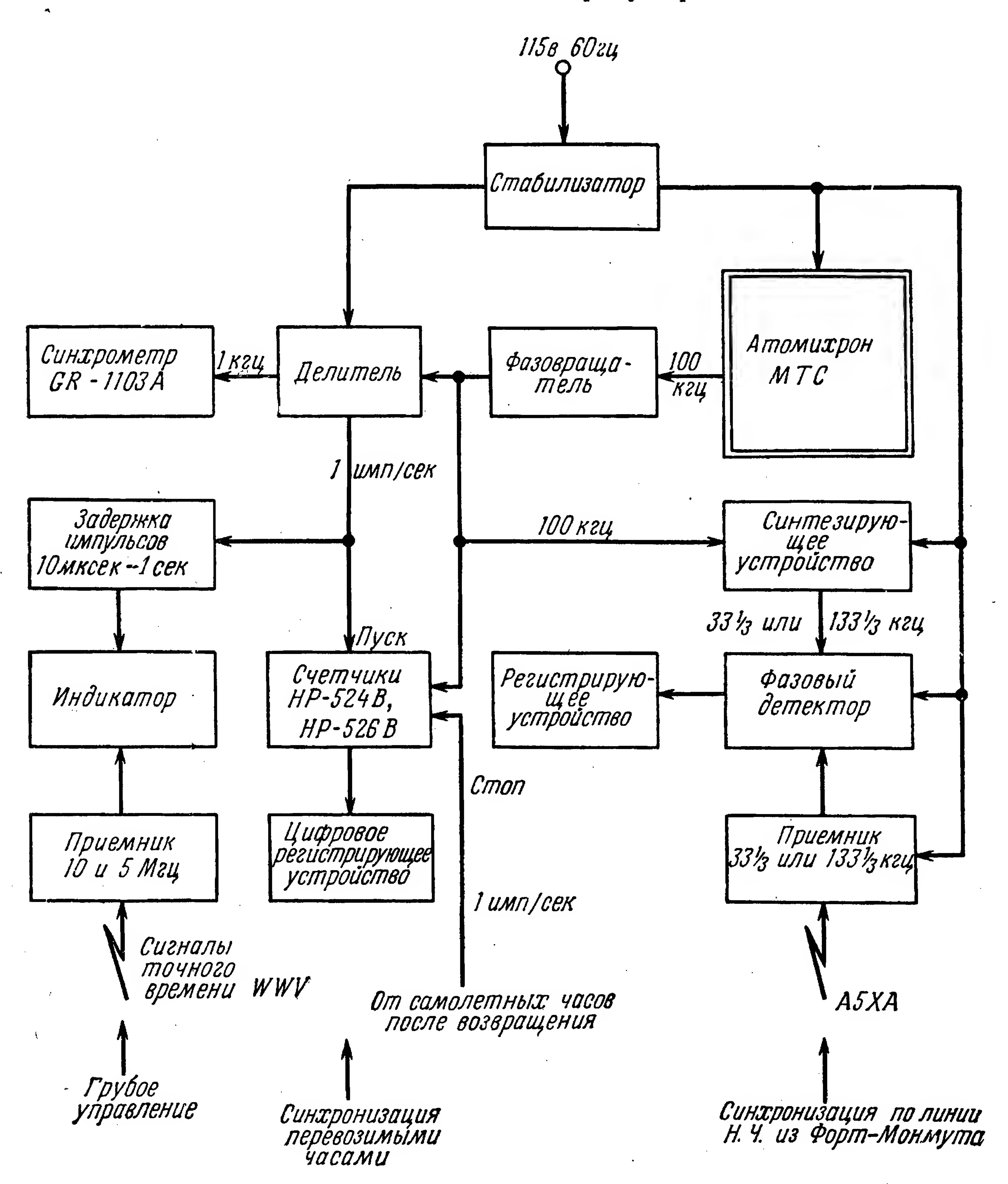
$$R = \frac{\Delta\Omega}{\Omega} = \frac{1}{\Omega} \left[1 - \left(\frac{V}{V_{\text{макс}}} \right)^2 \right]^{-1/2} \frac{d}{dt} \left(\frac{V}{V_{\text{макс}}} \right), \quad (4)$$

где $\frac{d}{dt}(V/V_{\text{макс}})$ — крутизна записанной кривой (см. также [37]).



Фиг. 3. Блок-схема экспериментального оборудования во время первых летных испытаний атомихрона.

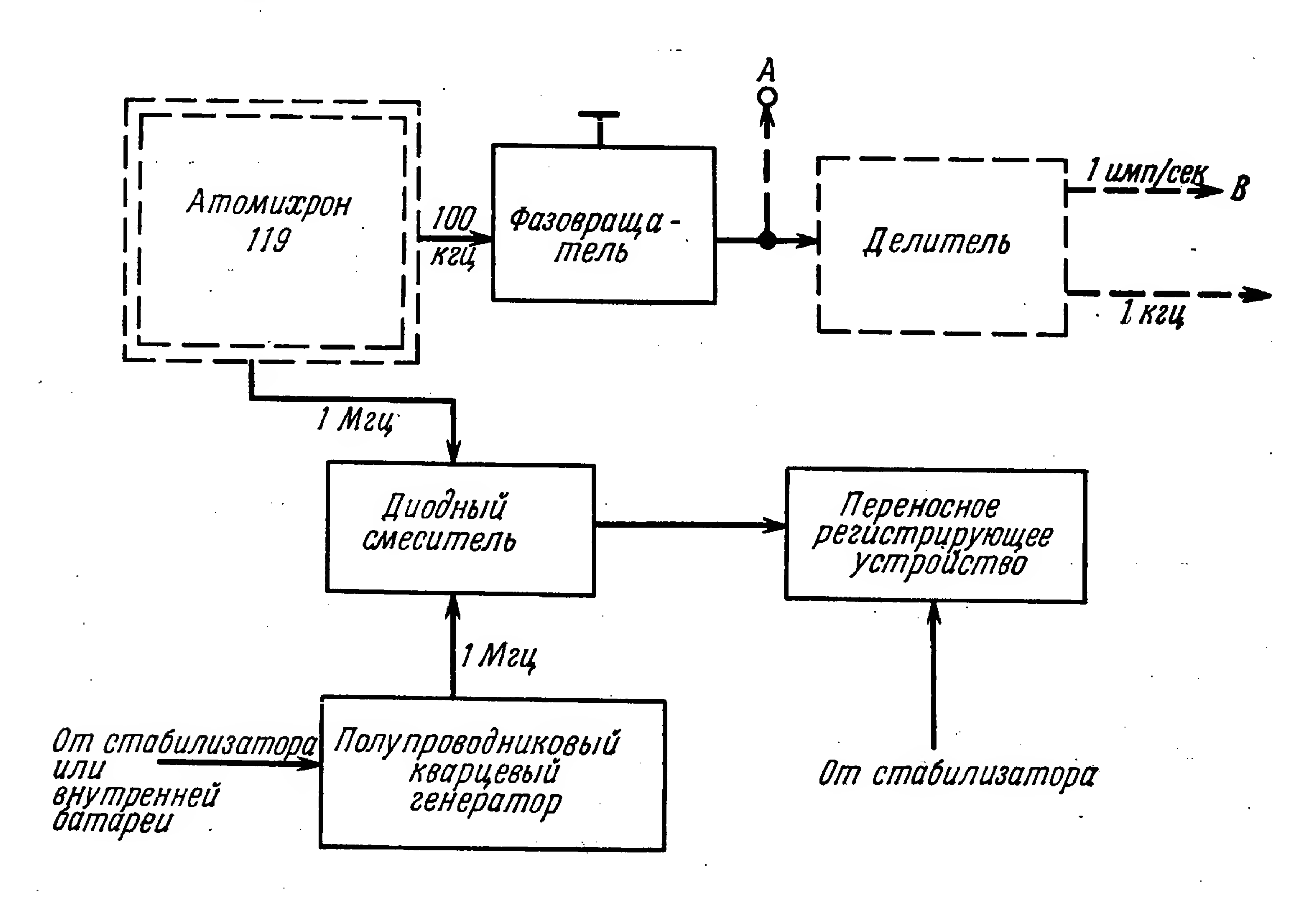
сы необходимы для устранения любых неоднозначностей и получения действительного выходного сигнала часов. Синхронизация производилась в течение нескольких часов регулированием тока поля *C*



Ф и г. 4. Блок-схема управляемых часов, расположенных в Ракетном испытательном центре ВВС (шт. Флорида).

(хода часов) и соответствующими манипуляциями с переключателем управления фазой, используемым вместо фазовращателя. Затем кабельное соединение между самолетными часами и санти-

метровой ретрансляционной линией разрывалось, самолет взлетал, и после его возвращения производилась проверка синхронизма [42]. Во время экспериментов в течение двух полетов атомихрон оставался практически в синхронизме и уходы в худшем случае составляли < 200 *наносек.*



Фиг. 5. Самолетное оборудование, дополнительное к установке, показанной на фиг. 3.

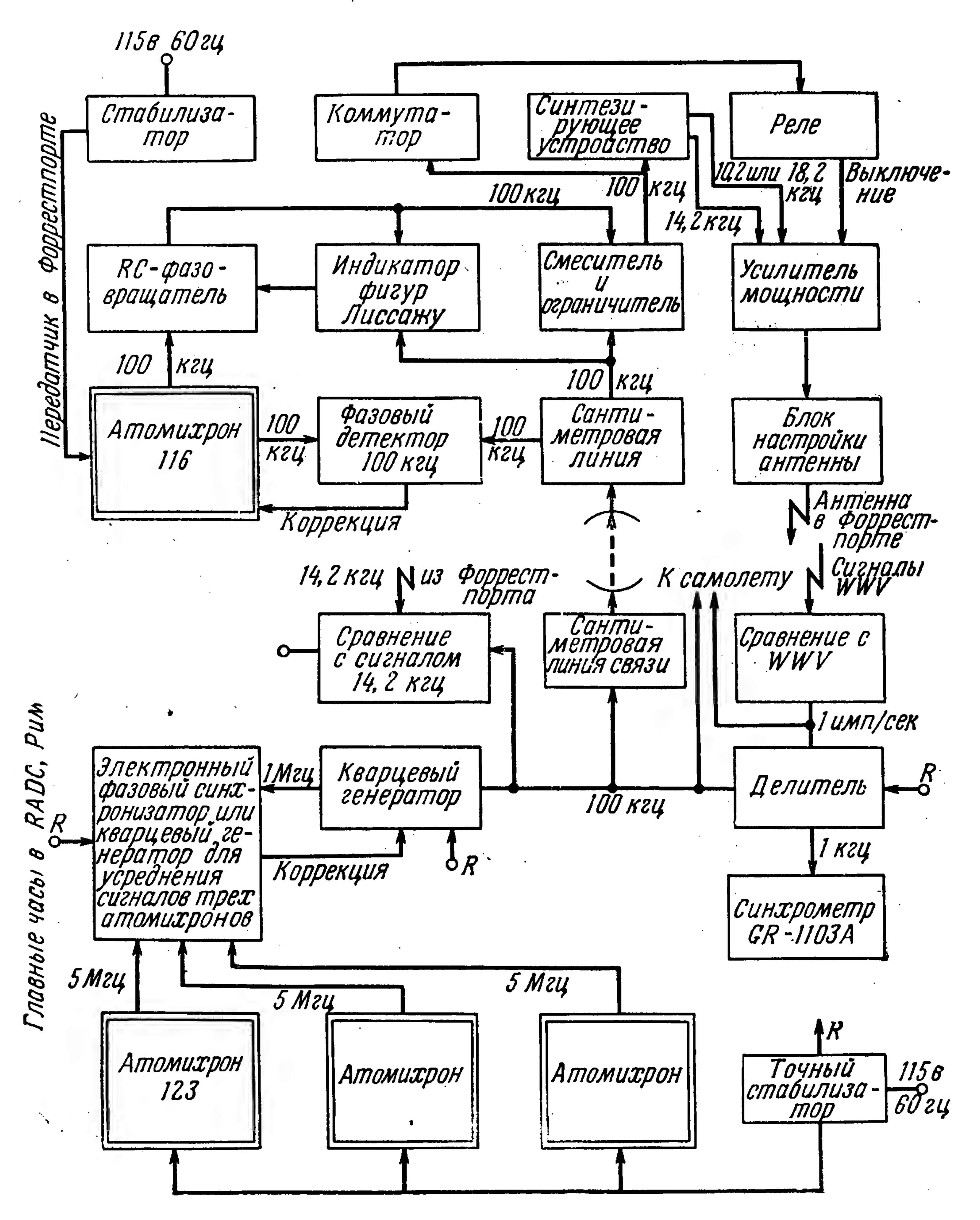
Предназначено для проведения эксперимента с синхронизацией часов, разнесенных на большое расстояние.

Эти летные испытания будут повторены с более усовершенствованной системой измерений и кварцевыми стандартами частоты для синхронизации атомных часов, размещенных на мысе Канаверал и в Форт-Монмуте ($\sim$ 1600 *км*).

На фиг. 4 и 5 показаны блок-схемы расположения экспериментального оборудования. Сначала самолетные часы будут синхронизироваться главными часами, размещенными в лаборатории Корпуса связи. После прибытия самолета на мыс Канаверал будут синхронизированы местные часы и их синхронизм с главными часами будет поддерживаться с помощью фазовой автоподстройки по одной из радиолиний A5XA, управляемой главными часами. Самолет возвратится в Форт-Монмут для перепроверки синхронизма транспортируемых часов. Неделю спустя полет на мыс Канаверал будет повторен.

Максимальное расстояние синхронизации часов и измерение скорости распространения с. н. ч.

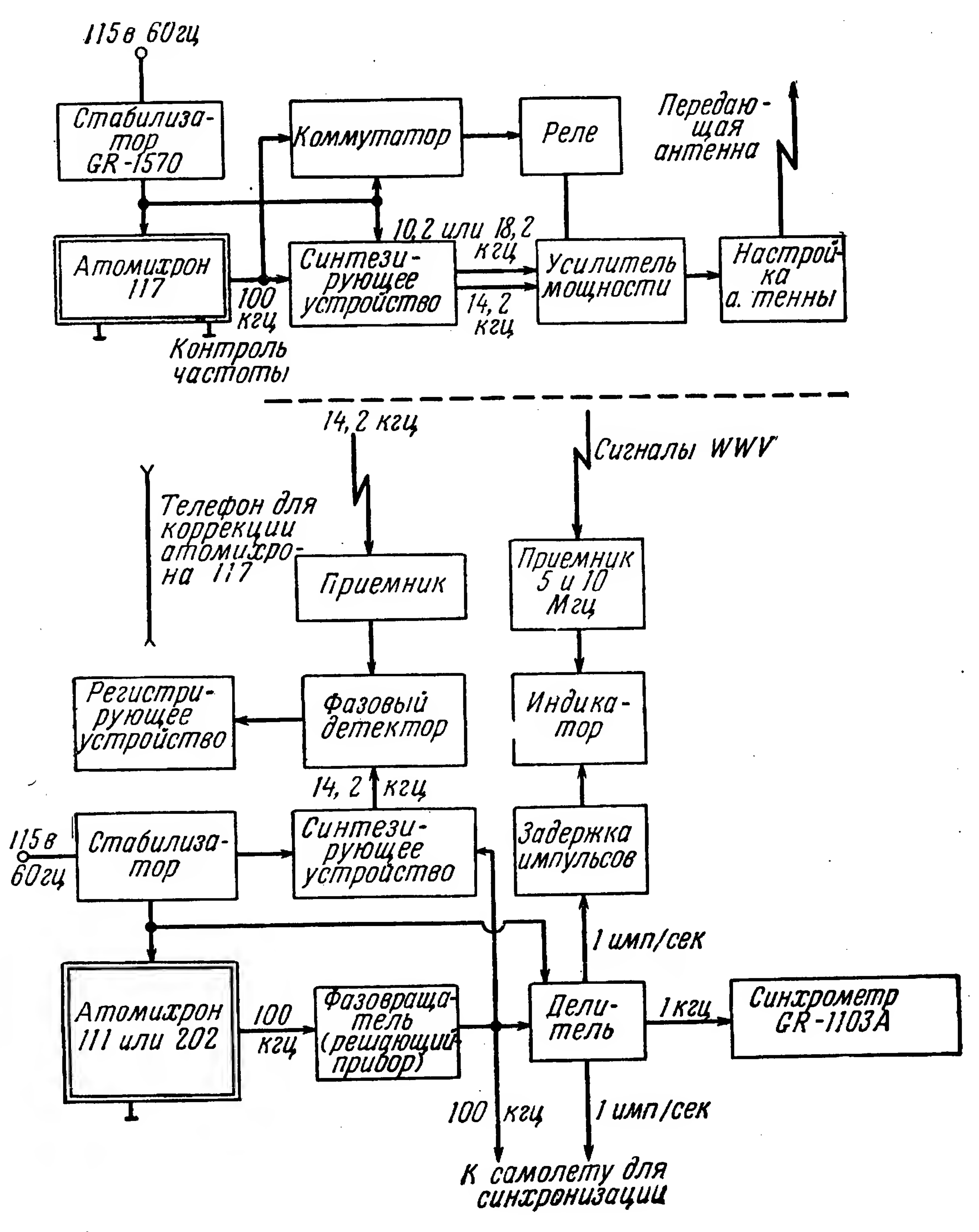
Проектом ВОЗАК предусматривается проверка синхронизации атомных часов, удаленных друг от друга на расстояние



Фиг. 6. Схема управления передатчиком в Форрестпорте посредством атомихрона и блок-схема главных часов, расположенных в Риме (шт. Нью-Йорк).

до 20 000 *км*, с точностью до 1 *мксек* и измерение с их помощью скорости распространения с. н. ч. в зависимости от направления

распространения и частоты, а также электрических расстояний между различными местоположениями часов. Последние данные будут полезны для определения поправок и их воспроизводимости для величин времени распространения с. н. ч. В разных местах будет также измерено время получения импульсных сигналов точного времени.



Фиг. 7. Схема управления передатчиком на Гавайских о-вах посредством атомихрона и схемы управляемых часов, расположенных в Оаху (Гавайские о-ва) и на аэродроме.

Предполагается установить главные часы на аэродроме в Риме (шт. Нью-Йорк), вторичные часы на о-ве Оаху (Гавайские о-ва) и на одном из аэродромов и использовать для поддержания синхронизма мощные станции с. н. ч. на частоте 14,2 *кгц*, управляемые

атомихроном и расположенные на Гавайских о-вах и в Форрестпорте. Те же станции будут использованы на частотах 10,2; 14,2 и 18,2 *кгц* для измерения отклонений от закона взаимности в западных и восточных направлениях. Для аналогичных экспериментов в северном и южном направлениях единственными пригодными станциями с. н. ч. являются Форрестпорт (18,2 *кгц*) и стабилизированная кварцем станция на частоте 18 *кгц* в Бальбоа, в зоне Панамского канала. Поскольку ожидается, что отклонения от закона взаимности для южных и северных направлений будут пренебрежимо малы, разница в 200 *гц* между частотами двух станций с. н. ч. и отсутствие управления атомихроном станции в Бальбоа не будут иметь существенного значения. Транспортируемые часы и все измерительные системы будут перевозиться на реактивном самолете.

На фиг. 6 приведена блок-схема главных часов в Риме (шт. Нью-Йорк) [26], устройство управления передатчиком в Форрестпорте и линии связи между двумя станциями для синхронизации атомихрона в Форрестпорте главными часами. Передачи из Форрестпорта будут приниматься также в Риме для контроля фазовой стабильности и внесения поправок в ход атомихрона в Форрестпорте в случае, если линия связи выйдет из строя. Смеситель-ограничитель в Форрестпорте гарантирует устойчивость фазы и непрерывность передачи в случае, если линия связи или стандарт частоты в Форрестпорте окажутся неисправными.

На фиг. 7 показана блок-схема вторичных часов на о-ве Оаху и на аэродроме и схема управления передатчиком на Гавайских о-вах при помощи атомихрона. На фиг. 8 приведена блок-схема измерительной системы на самолете. При транспортировке используется двое синхронных часов, так что выход из строя одних часов не нарушит работу системы. Приемник служит для подачи меток на записывающий индикатор в те моменты, когда самолет проходит над фиксированными точками, для сопоставления географических расстояний с электрическими измерениями [42].

Для оценки записей, сделанных во время полета, вводятся следующие параметры:

R — скорость хода самолетных часов;

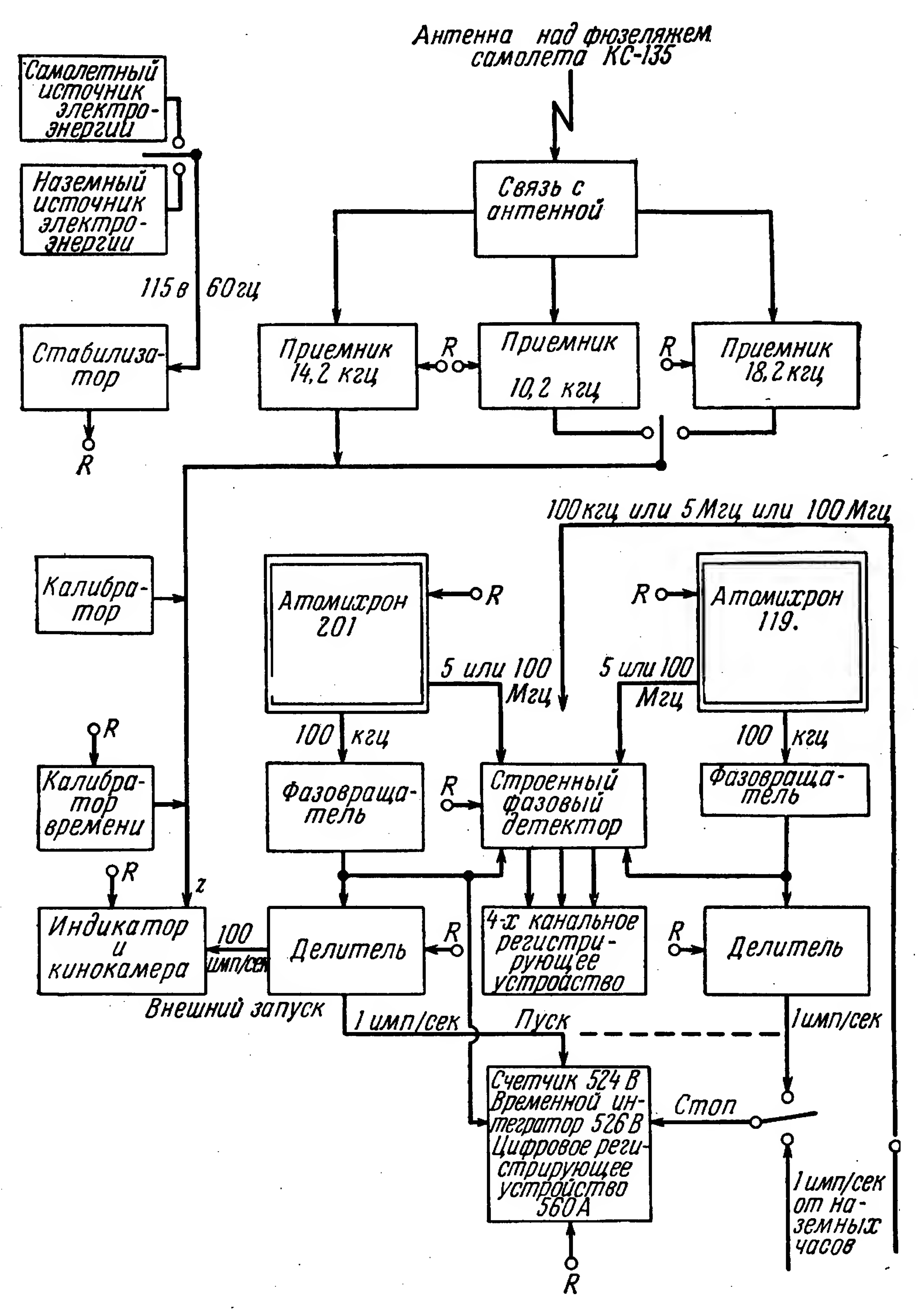
A — ускорение самолетных часов, *сек*$^{-1}$;

Ω —угловая частота с.н.ч., *рад/сек*;

$c_{0(s)}(x)$ — скорость распространения с. н. ч. в зависимости от расстояния x до главных часов (индекс 0 используется для волн, приходящих из точки $x = 0$, индекс s — для волн, распространяющихся в направлении, противоположном направлению полета), *км/сек*;

V_x — мгновенная скорость полета самолета в направлении s, *км/сек*;

s — кратчайшее расстояние между двумя наземными часами, *км*;



Фиг. 8. Блок-схема транспортируемых часов и измерительного оборудования, размещенного на борту реактивного самолета КС-135.

T — время полета, необходимое, чтобы покрыть расстояние s, *сек*;

τ — время распространения с. н. ч. на расстояние s, *сек*;

$\varphi_{0(s)}(t)$ — накопленная фаза частоты биений, записанная на самолете, *рад*;

В результате простого анализа получаем

$$\frac{\varphi_{0(s)}(t)}{\Omega}=\left(RT+\frac{1}{2}AT^2\right)+(-)\int_0^T\frac{V_x}{c_{0(s)}(x)}dt=$$

$$=E(T)+(-)\frac{s}{\langle c_{0(s)}\rangle}. \qquad (5)$$

Первый член суммы представляет собой ошибку часов (*сек*), накопленную за время T. Ее величину нельзя определить точно, но можно оценить, продолжая запись фазы после приземления самолета. Характер этой записи покажет, какой вид интерполяции за период $0 \leqslant t \leqslant T$ необходимо использовать. Если атомные часы в самолете будут функционировать, как предполагалось, то для времени полета менее суток величиной E можно пренебречь. Интеграл второго члена суммы (5) можно подсчитать путем замены неизвестной функции $c=c(x)$ ее средним значением за время полета $\langle c \rangle$. Лучшую аппроксимацию можно получить, применяя выражение (5) к каждому элементу траектории полета.

$$\tau_0=\frac{\varphi_0(T)}{\Omega}-E\approx\frac{\varphi_0(T)}{\Omega},\ \textit{сек}. \qquad (6а)$$

Время распространения от $x=s$ до $x=0$

$$\tau_s=\frac{-\varphi_s(T)}{\Omega}+E\approx\frac{-\varphi_s(T)}{\Omega},\ \textit{сек}. \qquad (6б)$$

Средняя скорость распространения с. н. ч. от $x=0$ до $x=s$

$$\langle c_0\rangle=\frac{\Omega s}{\varphi_0(T)-E\Omega}\approx\frac{\Omega s}{\varphi_0(T)},\ \textit{км/сек}. \qquad (7а)$$

Средняя скорость распространения с. н. ч. от $x=s'$ до $x=0$

$$\langle c_s\rangle=\frac{\Omega s}{-\varphi_s(T)+E\Omega}\approx\frac{\Omega s}{-\varphi_s(T)},\ \textit{км/сек}. \qquad (7б)$$

Точность измерений скорости зависит, конечно, от точности, с которой можно измерять географические расстояния.

Расхождение между двумя величинами скорости распространения в зависимости от направления можно выразить следующим образом:

$$\frac{|\langle c_0\rangle-\langle c_s\rangle|}{\frac{1}{2}(\langle c_0\rangle+\langle c_s\rangle)}=2\cdot\frac{|(-\varphi_s-\varphi_0)+2E\Omega|}{-\varphi_s+\varphi_0}=2\,\frac{|-\varphi_s-\varphi_0|}{-\varphi_s+\varphi_0}. \qquad (8)$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Осуществление первой части проекта ВОЗАК показало, что при фазовой автоподстройке по сигналам частотой 16 *кгц* можно переносить частоты на большие расстояния с точностью $2{,}5\cdot10^{-11}$ (средний уход за 24-часовой период усреднения). Анализ работы

станции низкой частоты, непосредственно управляемой атомихроном, показывает, что дальнейшие улучшения возможны при применении станций с. н. ч., непосредственно управляемых улучшенными моделями атомного цезиевого стандарта. Результаты, полученные при первых летных испытаниях атомных лучевых стандартов, позволяют надеяться, что в экспериментах, намеченных на ближайшее будущее, будет достигнута необходимая точность синхронизации порядка 1 *мксек.*

ЛИТЕРАТУРА

1. NBS, «Standard Frequencies and Time Signals WWV and WWVII», Letter Circular LC 1012, Boulder Labs.; June 1956.
2. Natl. Phys. Lab., *Electronic Radio Engr.*, **36**, 117—118 (March 1959).
3. Morgan A. H., «Precise Time Synchronization of Widely Separated Clocks», NBS, Boulder, Colo., Tech. Note, № 22, July 1959.
4. Walt A. D. et al., NBS, Boulder, Colo., Rept. № 6023, November 10, 1958.
5. Essen L., Parry J. V. L., *Phil. Trans. Roy. Soc.* (Lnd.), **250**, 45—69 (August 8, 1957).
6. Decaux B., *Astronom. J.*, **64**, 116—119 (April 1959).
7. Holloway J., Mainberger W., Reder F. H., Winkler G. M. R., Essen L., Parry J. V. L., *Proc. IRE*, **47**, 1730—1736 (October 1959).
8. Reder F. H., Roth S., Proc. 11th Annual Symp. on Frequency Control, Asbury Park, N. J., May 7—9, 1957, p. 385—401.
9. Bridgham R., Winkler G. M. R., Reder F. H., Proc. 13th Annual Symp. on Frequency Control, Asbury Park, N. J.; May 1959, p. 342—349.
10. Reder F. H., *Proc. IRE*, **47**, 1656—1657 (September 1959).
11. Mockler R. C. et al., *IRE Trans. on Instrumentation*, **1—7**, 201—202 (December 1958).
12. Morgan A., Barnes J. A., *Proc. IRE*, **47**, 1782 (October 1959).
13. Reder F. H., Bickart C., Proc. 13th Annual Symp. on Frequency Control, May 1959, p. 546—565.
14. Dicke R. H., *Phys. Rev.*, **89**, 472—473 (January 15, 1953).
15. Bender R. L. et al., *Phys. Rev. Letters*, **1**, 311—313 (November 1, 1958).
16. Arditi M. at al., *Phys. Rev.*, **112**, 449—450 (October 15, 1958).
17. Markowitz W., U. S. Naval Observatory, 6 pp.; April 29, 1957.
18. Markowitz W., U. S. Naval Observatory; August 19, 1957.
19. Markowitz W., *Nature*, **181**, 1054 (April 12, 1958).
20. Markowitz W., U. S. Naval Observatory, July 26, 1958.
21. Markowitz W. et. al., *Phys. Rev. Letters*, **1**, 204 (August 1, 1958).
22. Markowitz W., U. S. Naval Observatory; March 9, 1959.

23. Markowitz W., Proc. 13th Annual Symp. on Frequency Control, Asbury Park, N. J.; May 1959, p. 316—317.
24. NBS, *Proc. IRE*, **48**, 105—106 (January 1960).
25. Rubtsov V. A., *Automation Express*, **1**, 38 (February 1959).
26. Winkler G. M. R., Proc. 14th Annual Symp. on Frequency Control, Atlantic City, N. J.; June 2, 1960.
27. Pierce J. A., *Proc. IRE*, **45**, 794—803 (June 1957).
28. Pierce J. A., *IRE Trans. on Instrum.*, **1—7**, 207—210 (December 1958).
29. Crombie D. D., Allan A. H., Newman M., *Proc. JEE*, **105**, 301—304 (May 1958).
30. Pierce J. A., *Proc. IRE*, **43**, 584—588 (May 1955).
31. Pierce J. A., Proc. 13th Annual Symp. on Frequency Control, Asbury Park, N. J.; May 1959, p. 318—341.
32. Pierce J. A., *J. Geophys. Res.*, **61**, 475—483 (September 1956).
33. Casselman C. J., Heritage D. P., Tibbals M. L., *Proc. IRE*, **47**, 829—839 (May 1959).
34. Markowitz W., U. S. Naval Observatory; June 19, 1959.
35. Kalra S. N., *Can. J. Phys.*, **37**, 1328—1329 (November 1959).
36. Decaux B., Gabry A., *Compt. rend. Acad. Sci.*, Paris, **249** (November 23, 1959)
37. Winkler G. M. R., *Proc. IRE*, **47**, p. 101 (January 1959).
38. Альперт Я. Л., Бородина З. В., *ЖЕТФ*, **33**, 1305—1307 (ноябрь 1957).
39. Murray J. A., Hastings H. F., Report of NRL Progress, June 1958.
40. Pierce J. A. et al., *Nature* (1960).
41. Reder F. H., Winkler G. M. R., *Nature*, **186**, 592—593 (May 21, 1960).
42. Goldberg O., Report on NAVARHO Evaluation, Contract AF30-(635)-4487, Final Report, Pickard and Burns, Ins., Neednam, Mass.; 1957.

IV. СИСТЕМЫ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

ОПЫТ КОНТРОЛЯ ТРАЕКТОРИИ РАКЕТЫ «ПИОНЕР IV»[1])

Барр, Лундквист

В статье приведены сравнительные результаты испытаний аппаратуры, использованной для контроля траектории ракеты «Пионер IV».

Национальным управлением по аэронавтике и исследованию космического пространства проведено два запуска ракет в сторону Луны. 6 декабря 1958 г. был произведен запуск ракеты «Пионер III». Ракета достигла высоты 108 700 *км*, после чего вернулась на Землю. Второй запуск — ракеты «Пионер IV» — был произведен 3 марта 1959 г. Ракета прошла на расстоянии 60 000 *км* от Луны и вышла на орбиту вокруг Солнца, превратившись в искусственную планету II[2]) [1].

Ниже приводятся результаты испытаний аппаратуры для траекторных измерений, использовавшейся при запуске последней ракеты.

АППАРАТУРА КОСМИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА

После прекращения работы двигателя последней ступени ракеты-носителя от нее отделился контейнер с аппаратурой общим весом 6,1 *кг* (фиг. 1).

Передатчик контейнера работал на частоте 960,05 *Мгц* и имел мощность ~ 180 *мвт*. Продолжительность работы передатчика ограничивалась емкостью установленных на борту объекта ртутных батарей; при полете ракеты «Пионер IV» передатчик работал 82 *час*.

В качестве передающей антенны использовался диполь, образуемый проводящим конусом (длина 50 *см* и диаметр основания

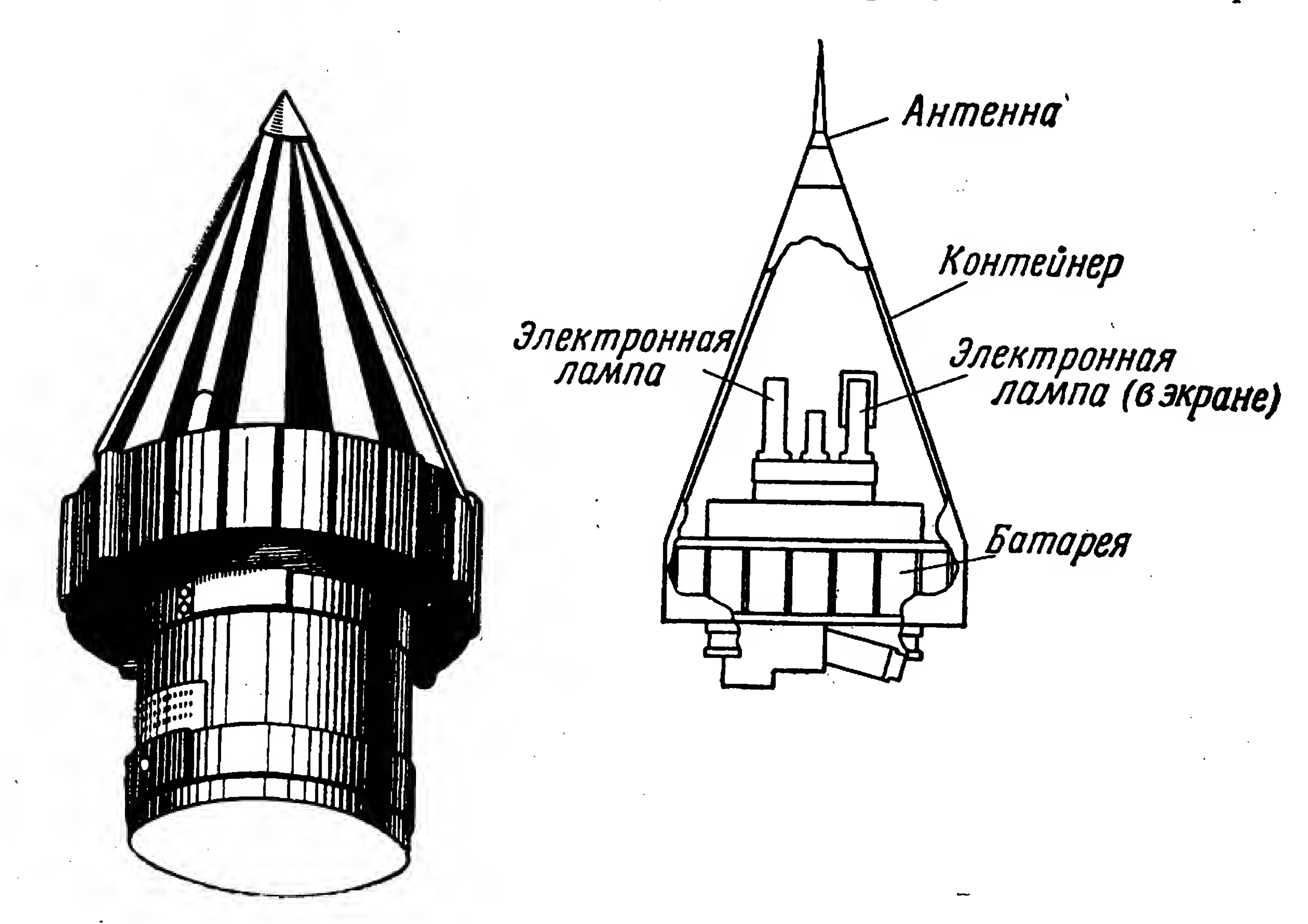
---

[1]) Barr T. A., Lundquist C. A., *IRE Trans. on Milit. Electr.*, MIL-4 (2—3), 355—359 (April—July 1960).

[2]) Искусственная планета I запущена в СССР 1 января 1959 г.— *Прим. ред.*

23 *см*) и алюминиевым стержнем длиной 7,5 *см*, монтированным на вершине конуса.

Для передачи сигналов применялась фазовая модуляция, а телеметрическая информация, содержащая результаты измерений,



Фиг. 1. Контейнер с аппаратурой ракеты «Пионер IV». Контейнер изготовлен из тонкого стекловолокна.

производимых двумя датчиками радиации [1], оптическим сканирующим устройством и измерителем температуры, передавалась по трем каналам с поднесущими 400, 560 и 730 *гц*.

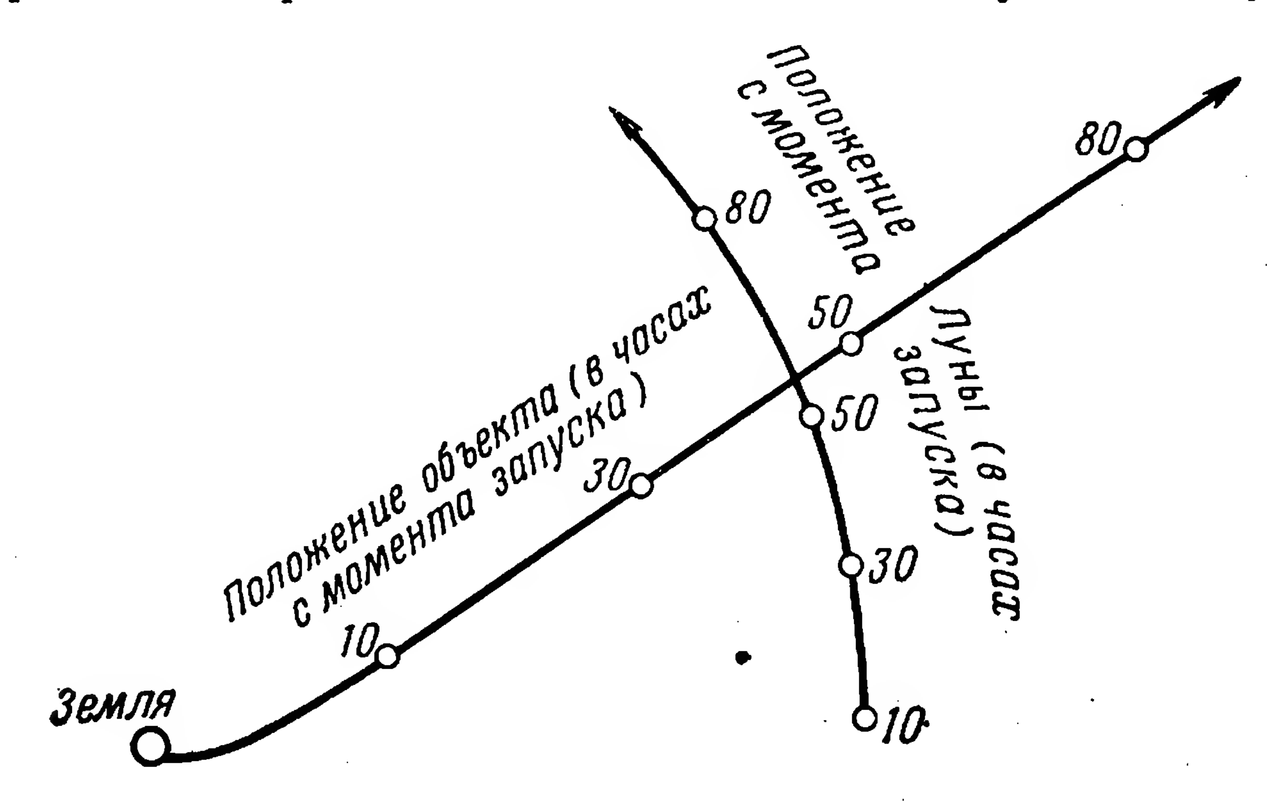
ОРБИТА РАКЕТЫ «ПИОНЕР IV»

Выключение последней ступени было произведено на 270-й секунде после старта на ~74° з.д. и ~28,5° с.ш. Вскоре после этого вследствие большой скорости, направленной к востоку, космическая ракета ушла за горизонт для всех станций, расположенных в континентальной части США. Через 3—6 *час* (в зависимости от расположения станций на территории США) ракета вновь вышла из-за горизонта и между 13 и 14 *час* после запуска стала видна над западным горизонтом для всех станций, участвовавших в проведении эксперимента (фиг. 2).

Около полудня ракета снова появилась над восточным горизонтом и была в пределах радиовидимости до следующего полудня.

Ракета появилась для всех станций в третий раз над восточным горизонтом 5 марта и вновь исчезла на западе во второй половине следующего дня.

После 82-часовой работы источники питания истощились и передачи прекратились; в этот момент космическая ракета была видна с территории США и находилась на расстоянии 655 000 *км*, что вдвое превышает расстояние от Земли до Луны. Искусственная



Фиг. 2. Движение ракеты «Пионер IV».

планета, в которую превратилась ракета, по расчетам будет иметь период обращения 395 дней. Минимальное расстояние между планетой и Солнцем 148, а максимальное — 170 млн. *км*.

СТАНЦИИ КОНТРОЛЯ ТРАЕКТОРИИ

В экспериментах, связанных с ракетой «Пионер IV», участвовало 4 станции:

1) Управления баллистических снарядов армии США, Хантсвилл, шт. Алабама; параметрический усилитель (преобразователь нижней боковой полосы);

2) «Дженерал электрик компани», Нью-Йорк; параметрический усилитель (нормальный преобразователь частоты);

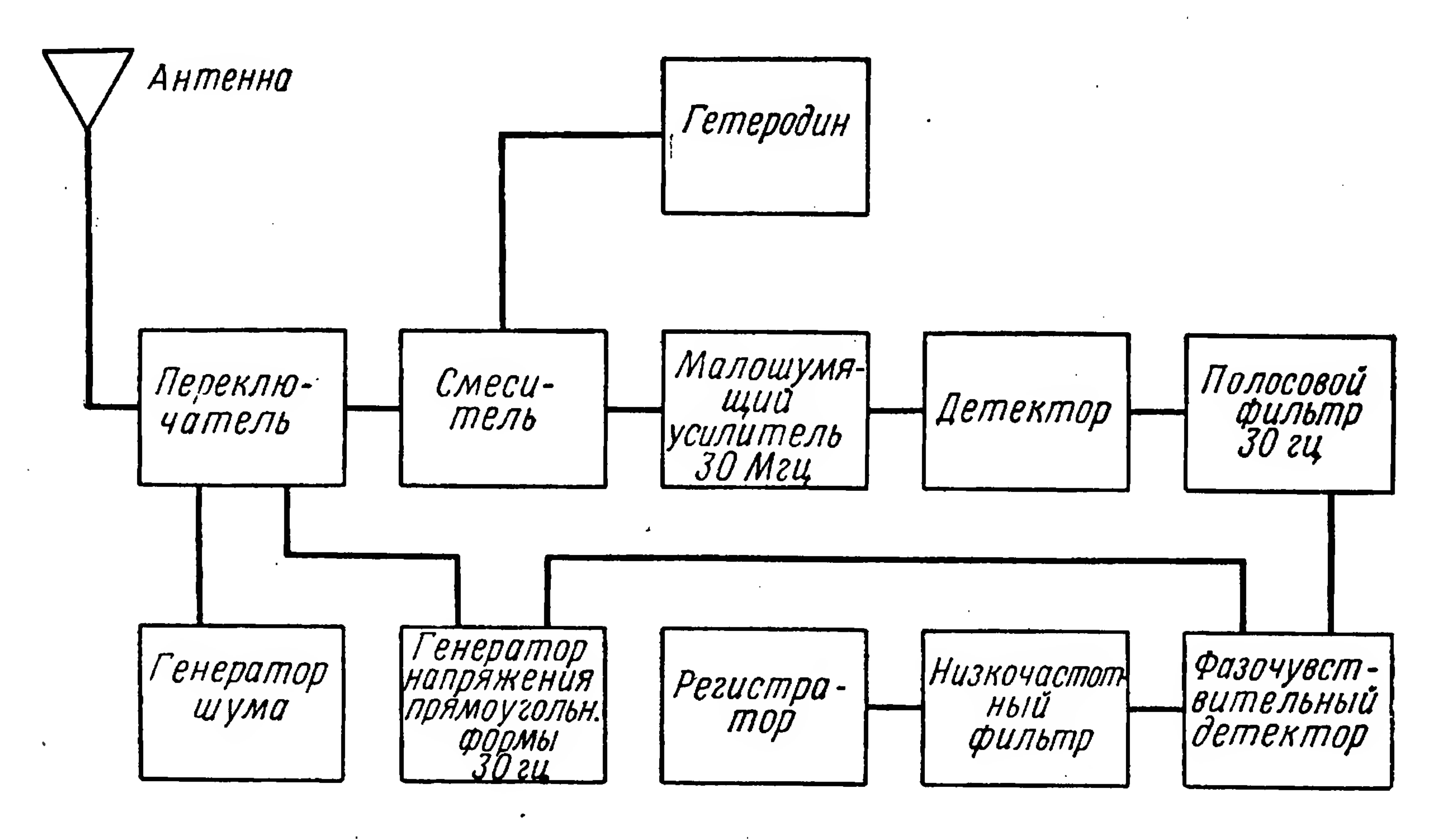
3) Иллинойский университет; радиометр Дикка;

4) Научно-исследовательская лаборатория баллистики, Абердин, шт. Мэриленд; следящий приемник с фазовой синхронизацией.

Каждая станция принимала и измеряла во время полета ракеты допплеровскую частоту.

На фиг. 3 представлена блок-схема примененной в Иллинойсском университете радиометрической системы [2]. На этой станции используется 8,5-метровая параболическая антенна. Преобразователь радиочастоты с помощью переключателя, управляемого напряжением симметричной прямоугольной формы, попеременно подключается к выходу антенны и к генератору шума. Сигнал с выхода переключателя поступает на обычный смеситель, обладающий на частоте 1000 *Мгц* коэффициентом шума 7,0 *дб*. Выход смесителя

соединяется с приемником (стандартный связной приемник R-390A), нагруженным на фильтр с полосой пропускания 30 *гц* и последовательно соединенный с ним фазочувствительный детектор. В фазочувствительном детекторе происходит вычитание преобразованного выходного сигнала генератора шума из выходного сигнала, подаваемого антенной. Полученная разность напряжений усиливается



Фиг. 3. Радиометр Дикка (Иллинойсский университет).

и поступает на интегратор, обладающий соответствующей постоянной времени. Выходной сигнал интегратора записывается на бумажной ленте регистратора. Для точной синхронизации переключателя и фазочувствительного детектора их питание осуществляется от общего источника напряжения прямоугольной формы.

Чувствительность системы ограничена постоянной времени интегратора, а также стабильностью напряжения генератора шума и усилителя постоянного тока. Если предположить, что влияние двух последних факторов может быть снижено до необходимой величины, то чувствительность будет зависеть от корня квадратного из постоянной времени. Таким образом, чувствительность подобной системы может быть выражена некоторой величиной, равной корню квадратному из отношения полосы пропускания приемной системы к полосе пропускания радиометра. При этом необходимо учесть потери в переключателе, равные 3 *дб*.

Система Иллинойсского университета имела на частоте 960 *Мгц* следующие параметры:

Антенна 8,5 *м* с коэффициентом усиления 37 *дб* и линейной поляризацией
Коэффициент шума смесителя 7,0 *дб*
Постоянная времени интегратора от $^1/_2$ *сек* до 1 *мин*
Частота переключения 30 *гц*

Промежуточная частота 30 *Мгц*

Ширина полосы пропускания на промежуточной частоте от 100 *гц* до 2 *Мгц*

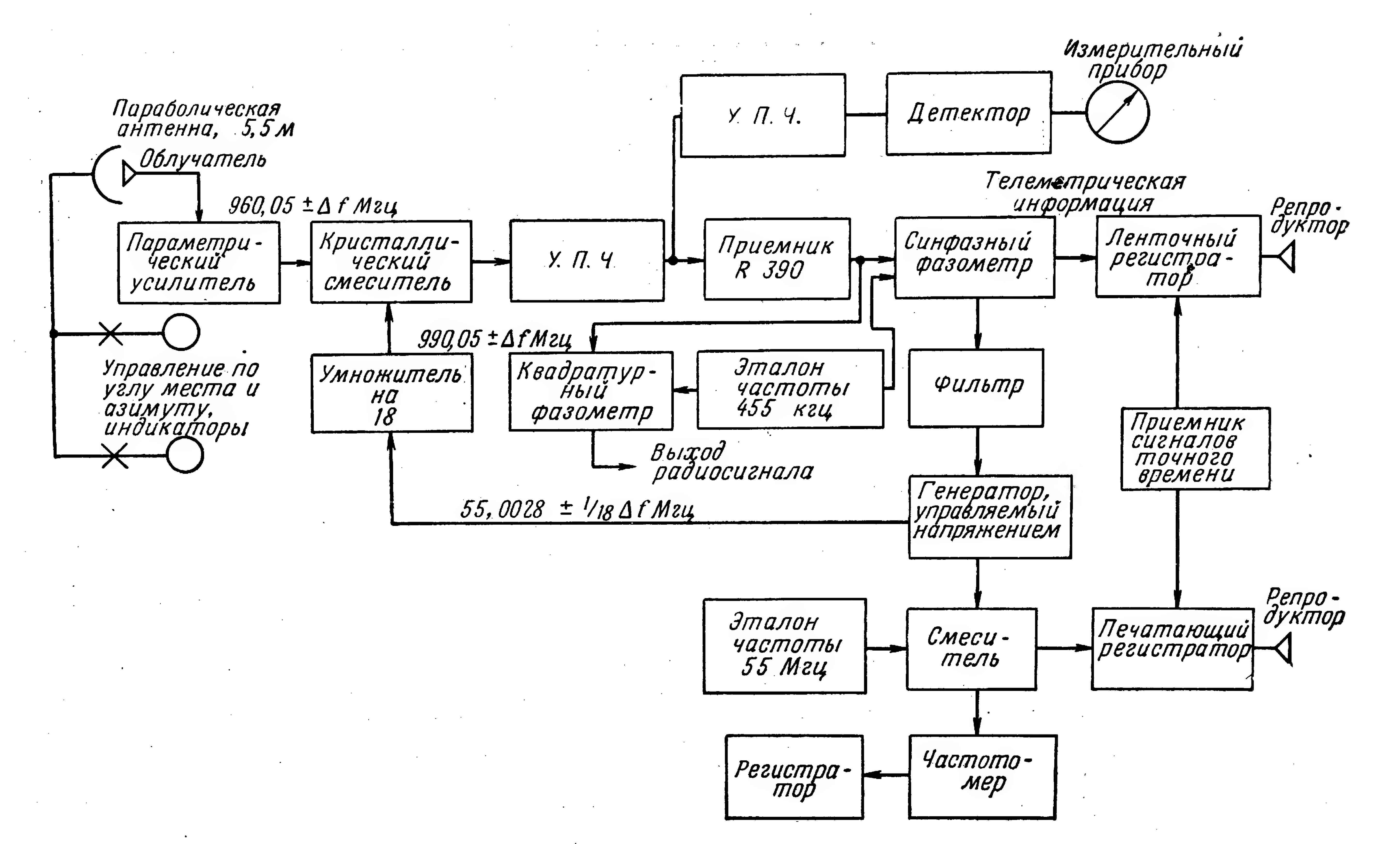
Если полоса пропускания на промежуточной частоте равна 500 *гц*, то минимально различимый синусоидальный сигнал для такой системы без радиометра равен $\sim 10^{-17}$ *вт/м*^{2}. При использовании радиометра с постоянной времени, равной 10 *сек*, величина минимально различимого сигнала может быть снижена в 50 раз.

Улучшение отношения сигнал/шум может быть достигнуто за счет ограничения скорости сопровождения по углам при выборе соответствующей постоянной времени. Радиометр Дикка, имеющий очень узкую полосу пропускания, невозможно использовать для приема телеметрической информации.

Система, использованная «Дженерал электрик компани», содержит параметрический усилитель с обычным преобразователем, имеющим экспериментально определенный коэффициент шума, равный 2,0 *дб* [3]. На этот усилитель поступает выходное напряжение с 5,5-метровой антенны, имеющей коэффициент усиления 32 *дб* и линейную поляризацию. Блок-схема радиоприемника этой системы дана на фиг. 4. Сигнал от антенны поступает сначала на параметрический усилитель, а затем на малошумящий кристаллический смеситель, обладающий коэффициентом шума 6 *дб*.

Местный генератор с помощью системы фазовой синхронизации настраивается на частоту, превышающую частоту сигнала точно на 30 *Мгц*. Выходная частота, равная 30 *Мгц*, усиливается обычным усилителем промежуточной частоты и преобразуется в частоту, равную 455 *кгц*, в связном приемнике типа R-390A с местным гетеродином повышенной стабильности. Фаза сигнала на промежуточной частоте 455 *кгц* сравнивается при помощи двух фазометров с фазой стабильного стандарта такой же частоты. Напряжение стандарта частоты подается на один фазометр без сдвига фазы, а на другой — со сдвигом фазы в 90°. На первом фазометре развивается напряжение, пропорциональное разности фаз, а на втором — пропорциональное амплитуде сигнала. Постоянное напряжение с выхода второго фазометра через фильтр поступает на генератор, управляемый напряжением, с номинальной частотой 55,0028 *Мгц*, изменяющейся в небольших пределах в соответствии с напряжением, имеющимся на выходе фильтра. Выходная частота этого генератора 55 *Мгц* умножается в 18 раз до частоты 990,05 *Мгц* (плюс или минус допплеровский сдвиг).

Напряжение с частотой 990 *Мгц* используется для получения точного сдвига частоты на 30 *Мгц*, изменяющегося со скоростью, равной $^1/_{18}$ от принимаемой частоты. Колебания генератора, управляемого напряжением, смешиваются с колебаниями стабильного генератора частотой 55 *Мгц* и дают звуковой тон, который можно непосредственно изменять с помощью цифрового частотомера.



Фиг. 4. Станция «Дженерал электрик компани».

Звуковой тон вместе с сигналом точного времени записывается двухканальным регистратором.

Телеметрическая информация, проходя через фильтр с полосой пропускания 4 *кгц*, также регистрируется на магнитной ленте.

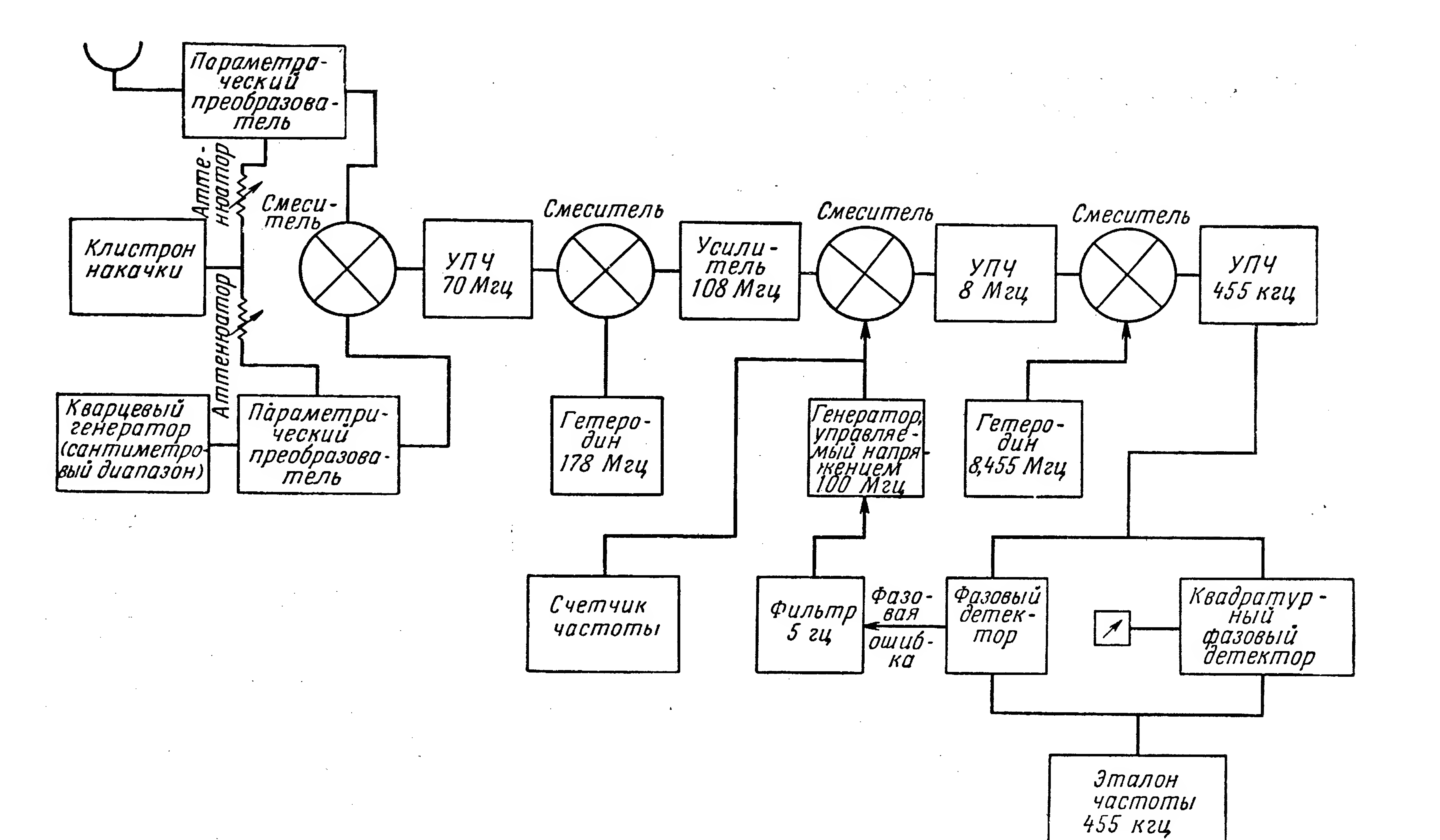
Блок-схема станции Управления баллистических снарядов [4] представлена на фиг. 5. Приемник работает с 4-метровой параболической антенной с круговой поляризацией и ручным приводом. Угловая скорость слежения была низкой, и оператор мог устанавливать антенну с точностью $\pm 1/2°$. В последние часы работы при малом уровне сигнала точность установки антенны снизилась до 2°.

Антенна соединялась с параметрическим усилителем короткой линией, обладающей малыми потерями, а выход усилителя соединялся непосредственно со входом узкополосного приемника с фазовой синхронизацией. Телеметрические данные и уровень выходного сигнала непрерывно регистрировались в течение всего периода работы.

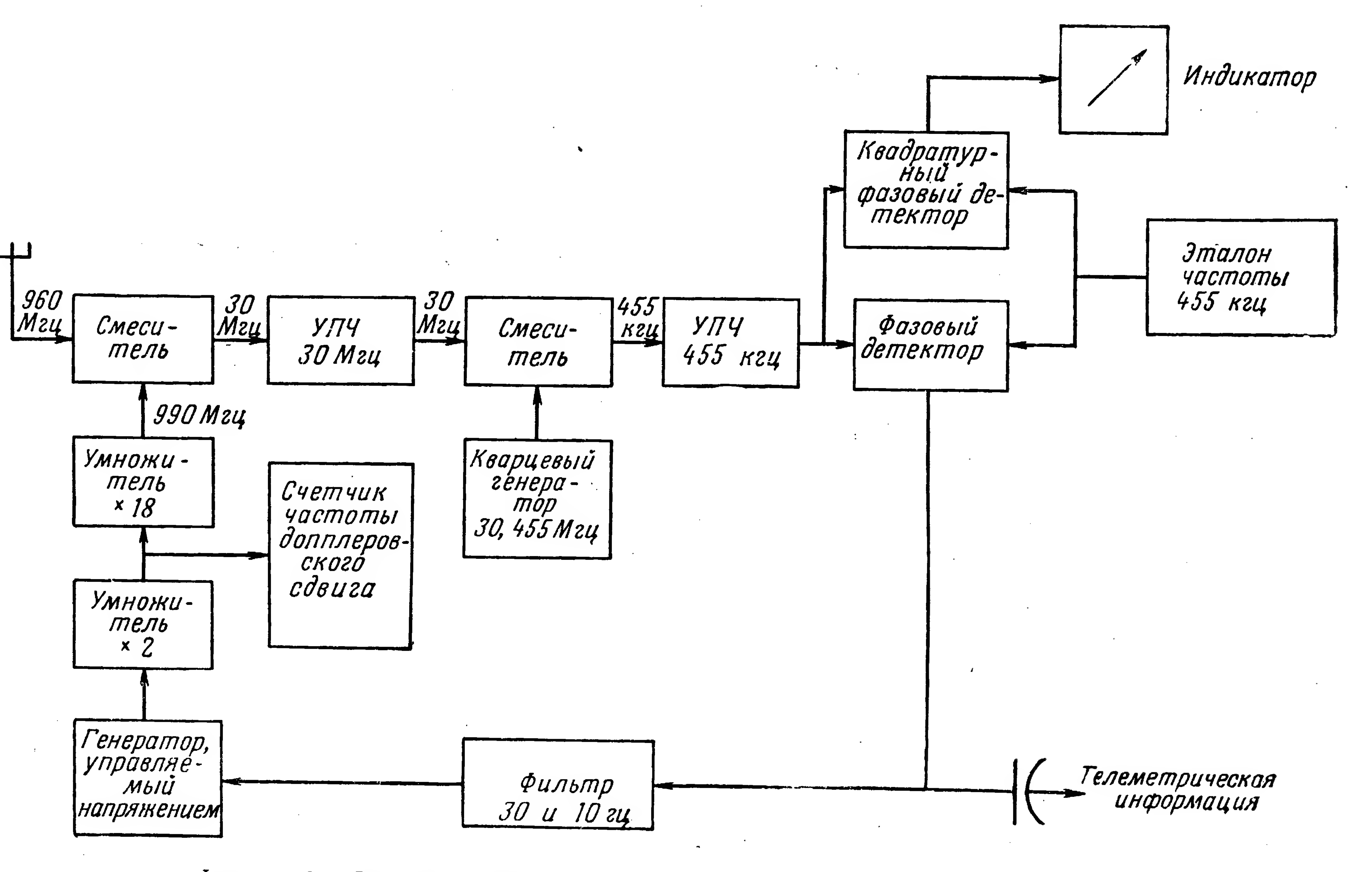
Частота принимаемого сигнала в первом параметрическом преобразователе преобразуется в промежуточную, равную разности частот накачки и сигнала. Полученная частота смешивается с колебаниями, вырабатываемыми вторым параметрическим преобразователем. Генератор накачки (клистрон $\lambda = 5$ *см*) для обоих преобразователей является общим, благодаря чему устраняется влияние нестабильности частоты клистрона. Сигналы на выходе обоих параметрических преобразователей смешиваются и усиливаются усилителем промежуточной частоты 70 *Мгц*. Полученное выходное напряжение смешивается с колебаниями местного гетеродина, работающего на частоте 178 *Мгц*. При этом образуются колебания частотой 108 *Мгц*, которые поступают на синхронизированный по фазе приемник, обладающий преимуществами с точки зрения полосы пропускания. Использование двух генераторов, стабилизированных кварцем, снижает общую частотную стабильность системы и ухудшает точность измерения допплеровских сдвигов за весь 3-суточный период слежения. Коэффициент шума параметрического усилителя определялся обычным методом с помощью аргонового генератора шума. Перекрестный контроль осуществлялся посредством сравнения шумового напряжения Солнца, принимаемого главным лепестком антенны, с напряжением на выходе приемника, коэффициент шума которого предварительно был проверен в лабораторных условиях.

Расхождение результатов перекрестного контроля не превышало $\pm 1/4$ *дб*. При полосе пропускания фильтра 5 *гц* была достигнута общая чувствительность — 158 *дб* от уровня 1 *мвт*.

На станции Научно-исследовательской лаборатории баллистики применялся синхронизированный по фазе приемник с полосой пропускания фильтра, регулируемой в пределах 10—30 *гц*. Фильтр



Фиг. 5. Станция Управления баллистических снарядов.



Фиг. 6. Станция Научно-исследовательской лаборатории баллистики.

с полосой пропускания 30 *гц* использовался на участках полета, имеющих максимальный допплеровский сдвиг. На фиг. 6 представлена блок-схема станции [5].

РЕЗУЛЬТАТЫ

Станция Иллинойского университета в испытаниях не участвовала из-за отказа оборудования. Общая чувствительность этой приемной системы была позже проверена с помощью излучения Солнца.

На станции Научно-исследовательской лаборатории баллистики применялось типовое оборудование для точного контроля траектории спутников. С помощью этой и подобных станций при предыдущих запусках было проведено много измерений. Основной задачей этой станции при контроле траектории ракеты «Пионер IV» было проведение допплеровских измерений при работе трех ступеней ракеты на твердом топливе. Кроме этого, станция обеспечивала контроль траектории до тех пор, пока ракета через 12 *мин* после запуска не скрылась за горизонтом, достигнув расстояния ~ 5000 *км*. Когда она показалась вновь, сигнал не принимался.

Станция Управления баллистических снарядов армии США проводила наблюдения за ракетой «Пионер IV» в течение всего периода видимости 3 марта и продолжала наблюдения после того, как ракета

Таблица

Станция	Антенна	Чувствительность	Коэффициент шума, *дб*	Дальность слежения, *км*
Станция Научно-исследовательской лаборатории баллистики (Абердин)	Параболоид 1,8 *м*; круговая поляризация, 23 *дб*	145 *дб* (ур. 1 *мвт*)	7,5	5 000
Станция управления баллистических снарядов армии США (Хантсвилл)	Параболоид 4,2 *м*; круговая поляризация, 31 *дб*	161 *дб* (ур. 1 *мвт*)	1,5	350 000
Станция «Дженерал электрик компани»	Параболоид 5,5 *м*; линейная поляризация, 32 *дб*	161 *дб* (ур. 1 *мвт*)	2,0	655 000
Станция Иллинойского университета	Параболоид 8,5 *м*; линейная поляризация, 37 *дб*	$5 \cdot 10^{-18}$ *вт/м*	7,0	Оборудование не работало

на следующий день вновь появилась над восточным горизонтом. Однако 4 марта после полудня по местному времени, когда антенна была приблизительно ориентирована в направлении Солнца, внешние шумы возросли и сигнал был потерян. После этого попыток возобновить прием не предпринималось.

Станция «Дженерал электрик компани» принимала сигнал в течение всего времени видимости до тех пор, пока не истощились источники питания, что произошло на расстоянии ~655 000 *км* от Земли.

Краткие характеристики каждой станции приводятся в таблице.

Опыт использования параметрических усилителей в двух системах со следящими фазовыми приемниками наглядно показывает существенное увеличение дальности действия таких систем. Параметрические усилители увеличивают дальность действия применяемой следящей фазовой системы примерно в 2 раза.

Экспериментально показано, что параметрический усилитель может удовлетворительно работать достаточно продолжительное время при незначительной регулировке для поддержания малого коэффициента шума.

ЛИТЕРАТУРА

1. Van Allen J. A., Frank L. A., «Radiation measurements to 658 300 km with Pioneer IV», *Nature*, 184, 219—223 (July 25, 1959).
2. Armstrong M. E., Swenson G. W., Jr., Sydnor R. L., Webb H. D., «The Use of Radio Noise from the Sun for Calibrating Radio Receiving Systems» (доклад на Национальной конференции по электронике, Chicago, ILL., October 12—14, 1959).
3. Anderson R. E., French A. D., Tracking Pioneer IV beyond the moon, *IRE Nat. Conv. Rec.*, pt. 5, 152—157 (1959).
4. Pittman W. C., A Parametric Amplifier in Space-probe Tracking, *Astronomics*, 4, 40—44 (August 1959).
5. Richter H. L., Jr., The Microlock radio-tracking system, *Annals of the IGY*, 6, p. 410—417 (1958).

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОРБИТЫ КОСМИЧЕСКОЙ РАКЕТЫ «ДЖУНО»[1])

Куртц, Спир

Дано описание схемы определения орбиты и подробно рассматривается техника, используемая на разных этапах работы.

ВВЕДЕНИЕ

Создаваемые в настоящее время космические объекты имеют полезную нагрузку от 10 до 50 *кг*[2]), и для передачи во время полета ценных в научном отношении данных можно пользоваться только одним миниатюрным радиопередатчиком. Поэтому отсутствие достаточно хорошего слежения за целью должно компенсироваться обработкой большого количества данных сравнительно низкого качества, что представляет проблему даже для самых современных и быстродействующих электронных счетных машин.

Большая часть поступающих траекторных данных касается скорости изменения расстояния (частота Допплера при распространении в одном направлении) и содержит мало полезной информации, но требует очень высокой стабильности частоты передатчика.

Как правило, расчетная траектория полета определяется с высокой степенью точности. Все отклонения от этой траектории происходят вследствие возмущающих явлений, которые невозможно учесть заранее. Во всех случаях, кроме явно аварийных, эти отклонения достаточно малы и допускают применение линейной теории возмущений к обеим фазам схемы определения траектории (при выводе на орбиту и при движении по орбите). На первом этапе определения орбиты ракеты «Джуно II» успешно работала станция наблюдения с механизированной программой слежения и послеполетным анализом. В дальнейшем схема послеполетного анализа была заменена схемой определения орбиты в реальном времени, построенной на основании следующих положений:

---

[1]) Kurtz F., Speer F., *IRE Trans. on Milit. Electr.*, MIL-4 (2—3), 129—144 (April—July 1960).

[2]) Имеются в виду американские спутники Земли и автоматические межпланетные станции, запущенные в 1958—1960 гг.— *Прим. ред.*

1. Максимальное использование наблюдений во время активного полета и вывода на орбиту.

2. Получение данных от максимально возможного числа станций.

3. Разделение процессов обработки данных и коррекции на этапы для лучшего использования быстродействующих счетных машин.

4. Завершение первичного определения орбиты в течение $\sim$2 оборотов и прекращение работы по получении достаточно точных начальных условий.

СХЕМА РАСЧЕТА

Полная схема определения орбиты представляет собой непрерывный процесс и служит для точного и быстрого определения элементов орбиты и условий вывода на нее. Каждая последующая фаза схемы служит для уточнения предшествующих результатов, причем она должна быть по возможности независимой от предыдущих фаз. Все фазы рассчитаны так, чтобы получить наибольшее количество информации об элементах орбиты по частям или полностью для последующей коррекции имеющихся данных и интерпретации более поздних результатов.

Можно назвать 6 фаз, определяемых последовательностью работы ракеты-носителя: предстартовый период, активный участок ускорителя, свободный полет, активный участок связки малых ракетных двигателей (пачек), начальный период движения по орбите, первый виток. Эти фазы будут рассмотрены ниже в связи со схемой определения орбиты, приведенной в табл. 1.

Первая ступень ракеты-носителя представляет собой измененную ракету «Редстоун» для «Джуно I» и «Юпитер» для «Джуно II». Обе ускорительные ракеты удлинены по сравнению с боевым вариантом для увеличения их рабочего времени. В верхней части ускорителя располагается конический приборный отсек, в котором находится аппаратура управления полетом, контроля положения в пространстве и двигатели для вращения пачек верхних ступеней. Эта часть отделяется после отсечки двигателя ускорителя и движется по инерции до момента зажигания второй ступени, образуя стабилизированную стартовую платформу для последующих ступеней.

Следующие ступени (как для «Джуно I», так и для «Джуно II») представляют собой комплекты уменьшенных ($^1/_5$) ракет «Сердджент» на твердом топливе, сгруппированных во вращающиеся связки. Эти связки содержат 11 ракет во второй ступени, 3 ракеты в третьей ступени и 1 ракету в четвертой ступени. Время горения каждой ступени $\sim$ 6 *сек* с короткими паузами между ступенями.

Таблица 1

Фаза полета	Источник информации	Расположение	Информация	Полученные результаты	Время получения данных (после старта)
Предстартовый период	Подготовка пуска	Атлантический ракетный полигон (АРП)	Время старта	Орбита № 1 (по истинному времени старта и расчетной траектории)	5 *мин*
Активный участок ускорителя	Интерферометр Телеметрия ускорителя Радиолокатор FPS-16	АРП АРП, Редстоун, мыс Гаттерас АРП	Условия выключения двигателя	Режимы ускорителя (скорость, положение)	
Свободный полет	Радиолокатор FPS-16 и счетная машина IBM-709	АРП	Условия зажигания двигателя II-й ступени	Орбита № 2 (по истинному времени зажигания двигателя II-й ступени)	15 *мин*
Активный участок связки	Станции «Микролок»	АРП Редстоун мыс Гаттерас Бермудские о-ва Форт-Монмут Ван Бирн Абердин	Приращения радиальной скорости связки	Орбита № 3 (по истинным условиям выхода на орбиту, полученным из оценки полета связки)	~90 *мин* (в зависимости от данных)

Фаза полета	Источник информации	Расположение	Информация	Полученные результаты	Время получения данных (после старта)
Начальный период движения по орбите	Северная граница: Радиолокатор в Миллстоун Хилл	Вестфорд,	Положение спутника	Орбита № 4 (по наблюдениям радиолокатора в Миллстоун Хилл и данным станции «Минитрек»)	~90 *мин* (в зависимости от данных)
	Южная граница: станция «Минитрек» в Африке	Иоганнесбург	Время пересечения меридиана		
Первый виток	Станции «Микролок»	Континент США Бермудские о-ва	Время максимального приближения	Орбита № 5 (периодическая коррекция по наблюдениям за первым прохождением)	~ 2 *час* (в зависимости от орбиты)
	Станции «Минитрек»	Сан-Диего Блоссом Пойнт	Время пересечения меридиана		
	39-метровый параболоид в Голдстоуне	Голдстоун	Углы наблюдения и частота Допплера спутника		
	Радиолокатор в Миллстоун Хилл	Вестфорд	Положение спутника	Орбита № 6 (по полным наблюдениям за первой орбитой)	~3 *час*

Фаза А. Предстартовый период

Во время предстартового периода работают все необходимые линии связи. Частота бортового передатчика измеряется и выдается всем станциям по 1-часовой и 15-минутной готовностям. Все станции сети получают в это время специальные инструкции по наблюдению, основанные на расчетной траектории полета. Станциям «Микролок», например, сообщается угол места, азимут и приращение частоты в функции от времени после старта.

После того как сообщение о старте передано всем станциям, первый виток задается полностью на основании расчетной траектории. Эта «орбита № 1», зафиксированная в реальном времени, удобна для точного сопровождения в случае, если траектория полета соответствует расчетной и важна как база для поиска объекта, если никакой другой информации от него не будет получено.

Фаза Б. Активный участок ускорителя

Первая ступень (ускоритель) служит стартовой платформой для последующих ступеней, стабилизированных вращением. В состав этой ступени входят все необходимые элементы управления. Независимо от возможных изменений характеристик или влияния метеорологических условий положение, скорость и ориентация ракеты в момент зажигания 2-й ступени должны быть весьма близки к расчетным.

По этой причине весьма важным является запись режимов полета 1-й ступени в реальном времени. Наблюдение за 1-й ступенью производится радиолокационной станцией FPS/16 (диапазон частот 5500 *Мгц*) активным или пассивным методом. Данные радиолокационной станции вводятся непосредственно в счетную машину IBM-709 Атлантического ракетного полигона.

Измерения, сделанные во время полета, передаются по телеметрическому каналу из приборного отсека 1-й ступени на наземные приемные станции, расположенные на мысе Канаверал, в Редстоуне и других местах.

Наземные станции записывают в реальной шкале времени 12 и более параметров. Быстрый анализ дает ответы на следующие вопросы:

Достиг ли ускоритель заданной скорости?

Нормальны ли были режимы работы ускорителя?

Правильно ли произошли отделение и другие механические операции?

Правильно ли производилось управление положением?

В соответствующее ли время включилась 2-я ступень?

Сведения об этих факторах влияют на определение орбиты лишь в том смысле, что дают информацию о наличии ошибок в работе

ускорителя. Однако это очень ценно для трактовки последующих результатов наблюдения.

Радиолокационные наблюдения для надежности дополняются системой сопровождения с интерферометром, использующей маяк «ДОВАП» [1]) (74 *Мгц*) и несущую частоту телеметрического канала ускорителя. Радиальная скорость, измеряемая по частоте Доплера, и два угла сравниваются с расчетными величинами в реальном времени. В случае выхода из строя радиолокационной станции эти результаты используются для коррекции расчетной траектории в первом приближении, чтобы найти условия в момент включения 2-й ступени.

Фаза В. Свободный полет

Поскольку верхние ступени, стабилизируемые вращением, движутся в пространстве в одном неизменном направлении, перигей орбиты не может быть значительно выше точки включения 2-й ступени. С другой стороны, высота точки отсечки двигателей ускорителя слишком низка, чтобы ее можно было принять за первый перигей. Поэтому предусматривается некоторый период свободного полета между отсечкой двигателя 1-й ступени и включением 2-й ступени.

Сразу после отсечки двигателя приборный отсек ускорителя отделяется, движется по соответствующей баллистической траектории и с помощью малых управляющих сопел поддерживает нужное положение вращающейся связки до включения 2-й ступени. Длина периода свободного полета зависит от желаемой формы орбиты и положения траектории.

Наиболее важный период работы радиолокационной станции FPS/16, производящей измерение траектории, наступает вскоре после отсечки. В большинстве случаев для нахождения необходимых начальных условий свободного полета требуется не более 1 *мин*. Исходя из этих условий счетная машина определяет полную баллистическую траекторию ракеты. Координаты положения и составляющие скорости могут быть выданы в любой момент.

В большинстве случаев команда на включение 2-й ступени выдается заранее установленным временны́м механизмом. Поэтому счетная машина ракетного полигона может определить условия включения сразу после отсечки, даже до того, как произойдет включение. Когда время включения заранее неизвестно, оно определяется по телеметрическому индикатору, отмечающему данные в реальном времени, и передается на счетную машину.

Как только условия включения определены и найдены соответствующими принятой телеметрической информации, в вычислитель-

---

[1]) См. стр. 248.— *Прим. ред.*

ном центре производится расчет траектории полета связки малых ракетных двигателей и орбиты № 2, причем программный полет связки привязывается к реальным условиям и времени зажигания. Орбита № 2 определяется через ~20 *мин* после старта.

Последним важным измерением в период рассматриваемой фазы является определение положения ракеты непосредственно перед зажиганием 2-й ступени. Заметные отклонения по курсу и тангажу необходимо учесть в следующей фазе расчета во время полета связки.

Фаза Г. Активный участок связки

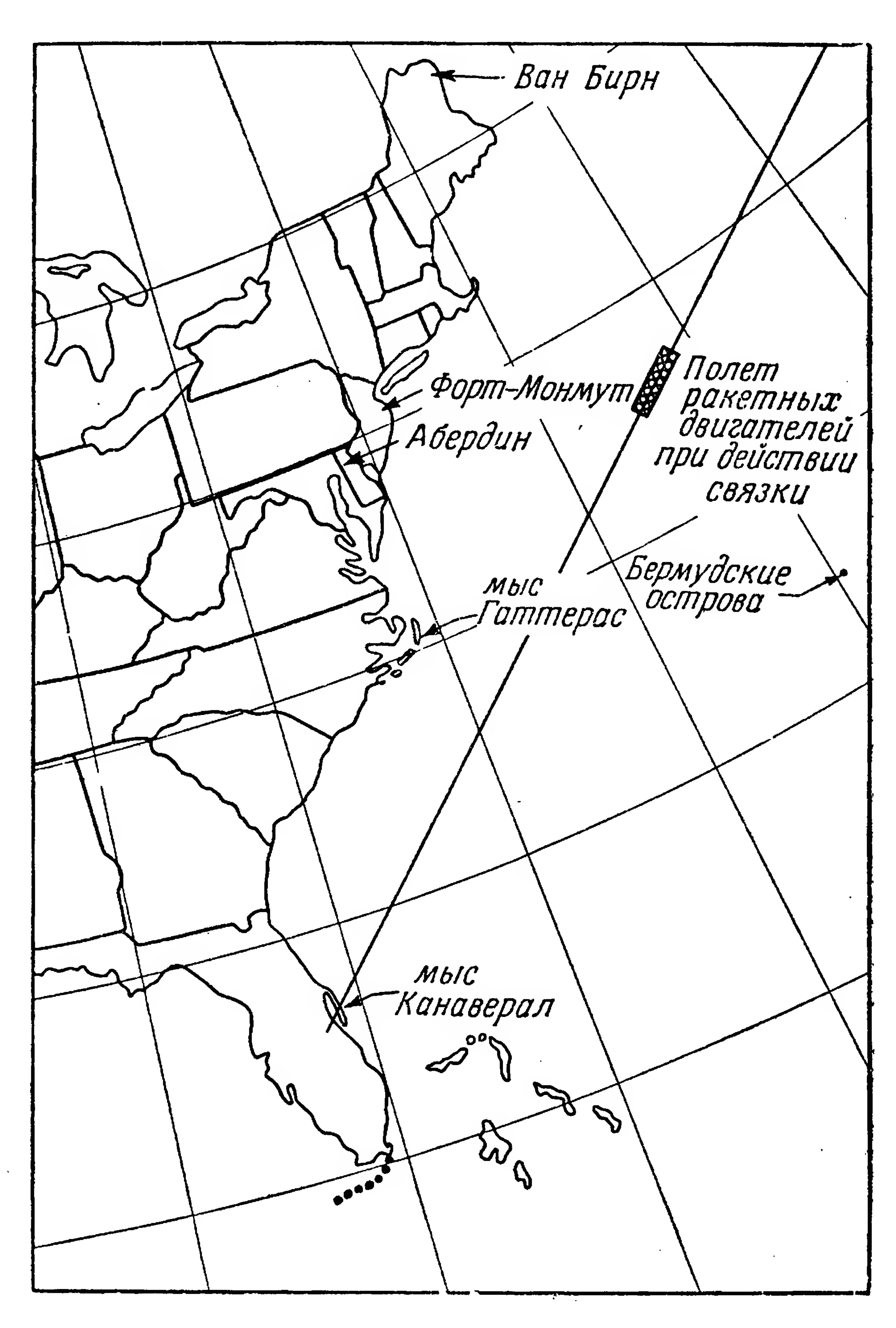
Полет связки является решающей фазой всего процесса запуска. Объект разгоняется до значительной скорости за очень короткий срок, что приводит к большим перегрузкам. Для контроля за полетом 2-й и последующих ступеней связок имеется лишь незамкнутая (без обратной связи) система управления полетом (стабилизация вращением) и незначительное количество бортовой аппаратуры. Поэтому была разработана дополнительная аппаратура системы траекторных измерений, которая может работать во время этого короткого, но важного периода полета. В настоящее время имеется 7 станций слежения «Микролок», 3 из которых — передвижные. Четыре стационарные станции расположены на мысе Канаверал, в Хантсвилле, Форт-Монмуте и в Абердине (фиг. 1).

Основной метод определения траектории заключается в измерении скорости (частота Допплера при распространении в одном направлении). Его основными недостатками являются ограниченная стабильность частоты передатчика и трудность преобразования данных; его главные достоинства — простота и достаточно длинная базовая линия для измерения траектории.

Поскольку одна из стационарных станций измерения траектории (Редстоун) расположена недалеко от вычислительного центра, звуковые сигналы (информация о частоте Допплера) передаются в этот центр в реальном времени. Это первая качественная информация о работе верхних ступеней. Любое значительное отклонение от стандартного полета (например, отказ системы зажигания одной из ступеней) будет отмечено уже в этих данных. Соответствующее устройство может быть придано и другой следящей станции «Микролок», расположенной наиболее близко к заданной точке выхода на орбиту. Здесь и в Редстоуне модулированные по фазе телеметрические сигналы записываются в реальном времени, что позволяет немедленно давать заключения о некоторых режимах полета, например, об отделениях, изменении скорости вращения и т. п. Эта информация сразу передается в вычислительный центр.

Частота Допплера принимается в вычислительном центре по телетайпу периодами по 1 *сек* и автоматически вычерчивается в виде графика для обнаружения качественных неисправностей, например

отказа зажигания и других грубых дефектов. После регистрации моментов включения двигателей и выхода на орбиту подсчитывается полная разность частот в эти моменты и передается на одну из счетных машин типа IBM-704. Сравнивая расчетные значения приращений с измеренными, счетная машина вносит ряд дифференциальных поправок, уменьшая ошибки расчетной траектории.



Фиг. 1. Расположение станций наблюдения за полетом связки ракетных двигателей.

Следящие станции часто работают при очень малых значениях силы сигнала и углов возвышения, поэтому возможны грубые ошибки. Поскольку большие ошибки могут значительно изменить решение, полученное методом наименьших квадратов, предусмот-

рен автоматический процесс выборки данных, отбрасывающий резко выпадающие значения.

Окончательные результаты полета связки малых ракет (режимы работы связки и данные точки выхода на орбиту) выдаются счетной машиной IBM-704 и непосредственно используются для определения орбиты № 3 — первой «истинной» орбиты. На этом первый этап определения начального периода движения по орбите закончен. Результаты должны быть получены спустя ~60 *мин* после старта, из них ~30 *мин* требуется для получения всех данных от станций «Микролок».

Фаза Д. Начальный период движения по орбите

Во время начального периода движения по орбите от момента выхода на орбиту и до момента потери сигнала станции «Микролок», расположенные на восточном побережье, получают дополнительные данные. Этой информации недостаточно для независимого определения орбиты. Однако она дает возможность обнаруживать большие отклонения от траектории полета и следить за работой бортовой телеметрии.

Совершенно независимым источником обширной информации является радиолокационная станция в Миллстоун Хилле. Эта станция с большой параболической антенной располагает необходимыми мощностью передатчика и чувствительностью приемника и обнаруживает даже такие относительно малые цели, как контейнер с бортовой аппаратурой ракеты «Джуно II». Станция в Миллстоун Хилле обеспечивает точность, необходимую для определения всех условий выхода на орбиту за короткий срок, причем период наблюдения после выхода на орбиту обычно составляет в зависимости от конкретного задания 5—15 *мин*. Обнаружение спутника радиолокационной станцией является серьезной задачей, которая, однако, несколько облегчается тем, что перед самым выходом на орбиту ракета делится на несколько частей, а это позволяет заключить, что спутником является самый малый и наиболее быстро движущийся объект.

Результаты определения орбиты № 4 радиолокатором в Миллстоун Хилле должны быть получены через ~ 20 *мин* после поступления всех данных. Поэтому данные о полете связки и информация станции в Миллстоун Хилле обрабатываются одновременно на разных счетных машинах IBM-704. Оба результата должны быть получены для сравнения примерно в одно и то же время, спустя ~ 50 *мин* после старта.

При отсутствии грубых ошибок в определении орбит № 3 и 4 решение о выборе орбиты принимается после того, как становятся известными данные первого витка.

Фаза Е. Повторное целеуказание

Между завершением расчета точки выхода на орбиту и первым появлением спутника, летящего по низкой орбите с малым эксцентриситетом над западным побережьем, проходит ~ 1 *час*. За это время определяется траектория и выдаются целеуказания всем станциям. Окончательное согласование начальных условий производится в два этапа, которые могут быть соответственно названы периодами предварительной коррекции и полной коррекции. Существует несколько причин такого деления. Для предварительной коррекции требуется только точное определение времени ближайшего прохождения спутника или момента пересечения меридиана (предпочтительно в крайней западной точке континента). Измерение этого времени фактически является точным измерением величины полной скорости и сравнительно мало зависит от ошибок положения и отклонений направления скорости. Это время может быть использовано для специальной очень быстрой коррекции, пока спутник еще движется над континентом. Предварительная коррекция создает лучшую основу для последующей полной коррекции, чем более ранние приближенные расчеты. Так, если для коррекции используется зависимость частоты Допплера от времени, то важно, чтобы расчетные и измеренные точки перегиба по возможности совпадали.

Наконец, с точки зрения эффективности использования счетной машины желательно производить коррекцию вначале. При этом для нахождения частной производной по полной скорости потребуется только один дополнительный вариационный расчет орбиты. Пренебрежение этим этапом потребовало бы 1—3 повторных этапа для полной коррекции по крайней мере с тремя дополнительными вариационными расчетами орбиты для каждого повторения.

Таким образом, период предварительной коррекции является важным, поскольку он экономит время, улучшает линейность частных производных по частоте Допплера и обеспечивает максимальную эффективность использования счетной машины. Исходными данными для этого служат измеренные моменты ближайшего прохождения или пересечения меридиана нескольких станций. В результате получается поправочный коэффициент, общий для всех трех составляющих скорости в точке выхода на орбиту (считая углы неизменными), за которым автоматически следует расчет орбиты № 5. К этому времени обычно имеется достаточное количество информации, чтобы официально сообщить об успехе или неудаче запуска. Основные параметры орбиты известны достаточно точно, и для станций наблюдения может быть дано правильное целеуказание.

Нерешенной проблемой является теперь более точная формулировка условий выхода на орбиту не только для определения самой орбиты, но и для оценки характеристики ракеты (отклонения от предполагаемых значений). Это особенно желательно для анализа

работы верхних ступеней. Довольно приближенное определение скорости станциями «Микролок» можно значительно улучшить, если точки начала и конца работы связки малых ракет точно измерить другими средствами.

Полная коррекция, обычно используемая на этом этапе, с точки зрения расчета является наиболее ответственной фазой, так как при этом требуется чрезвычайно высокая гибкость в приеме большого количества информации любого типа и значения, а также наивысшая возможная точность и быстрота расчета. Эта коррекция представляет собой дифференциальный процесс, применяемый к скорости и двум углам вектора скорости в точке выхода на орбиту. Частные производные результатов наблюдений, необходимые для внесения поправок, получаются методом вариационного исчисления орбит для каждого из трех начальных параметров.

Величины вариаций, определяющих частные производные, выбираются наивыгоднейшими для каждого конкретного запуска. Методика коррекции в этом случае лучше, чем при коррекции декартовых составляющих скорости в произвольной системе координат.

На три неизвестные величины ограничение накладывают после того, как установят, что в данный момент положение точки выхода на орбиту лучше определяется дистанциометрической аппаратурой АРП, чем посредством наблюдений самой орбиты.

Следующие данные являются исходными при внесении поправок:

1) расстояние (радиолокатор);
2) скорость изменения расстояния (станция «Микролок», измеряющая частоту Допплера);
3) азимут и угол места (Милстоун Хилл);
4) часовой угол и склонение (Голдстоун);
5) время перегиба кривой частоты Допплера («Микролок»);
6) максимальная крутизна кривой частоты Допплера («Микролок»);
7) время пересечения меридиана («Минитрек»).

Процесс коррекции включает вычисление стандартной орбиты и трех вариационных орбит, определение расхождений между истинными и «стандартными» наблюдениями, решение методом наименьших квадратов и выдачу данных новой орбиты со всеми необходимыми параметрами. Полное время, требуемое для этого процесса, составляет 20 *мин* (300 наблюдений).

Если имеется достаточное количество данных и предварительные оценки хотя бы частично верны, то для целей, упомянутых выше, необходим только один этап полной коррекции. Второй этап коррекции в этом случае добавляется для контроля точности, причем определяют новые частные производные, хотя возможно повторное использование предварительно определенных частных производных.

ТЕХНИКА РАСЧЕТА

Схема расчета и обработки данных, а также распределение на машинные и ручные операции показаны на фиг. 2.

А. Активный участок — полет ускорителя и связки ракет

1. *Метод наблюдения.* Измерения и расчеты, проводимые во время активного полета и полета по инерции, описаны в предыдущем разделе (фазы Б и В).

Основной задачей вычислительного центра является определение момента включения двигателей верхних ступеней (связок). В течение короткого времени полета связок малых ракет происходит значительное изменение вектора скорости, но относительно малое изменение положения. В этот период наблюдение производится путем измерения допплеровских сдвигов частоты сигнала, излучаемого бортовым передатчиком.

2. *Частота Допплера во время полета связки.* Эффект Допплера заключается в изменении частоты сигнала вследствие относительного перемещения наблюдателя и источника сигнала. Для всех практических целей частотный сдвиг Δf, измеренный наблюдателем, равен

$$\Delta f = (f_r - f_0) = \frac{f_0}{c}\dot{s},$$

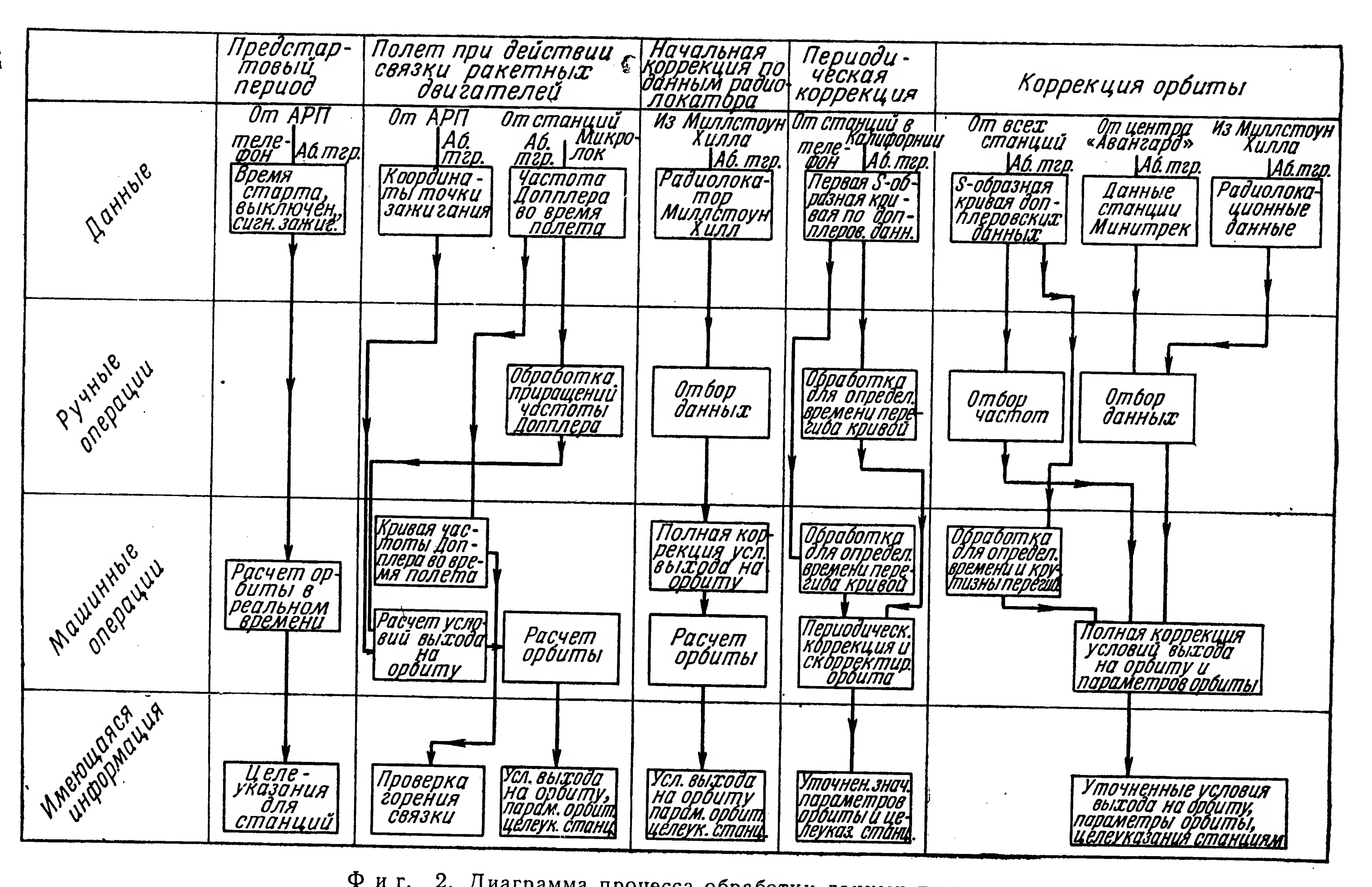
$$f_2 = f_0\left(1 + \frac{\dot{s}}{c}\right), \qquad (1)$$

где f_r — абсолютное значение частоты, принимаемой наблюдателем; f_0 — частота, излучаемая источником сигнала; c — скорость распространения электромагнитных волн; $\dot{s}$ — скорость движения источника сигнала относительно наблюдателя (по сравнению с c мала).

Величина $\dot{s}$ может быть названа наклонной скоростью и представляет собой скорость изменения пути, проходимого радиосигналом от источника до наблюдателя.

В простейшем случае, когда передатчик имеет мгновенную скорость v, приемник измеряет допплеровский сдвиг, вызываемый только одной составляющей v, направленной вдоль линии прямой видимости (наблюдатель — передатчик).

Зависимость принимаемой частоты от времени в течение работы связки малых ракет схематически показана на фиг. 3. Кривая представляет собой типичную частоту Допплера, полученную во время полета связки и измеренную при распространении в одном направлении. Наиболее характерной особенностью этой кривой является наличие трех скачков. Во время зажигания 2-й ступени ракета ускоряется и относительно плоская кривая частоты делает скачок

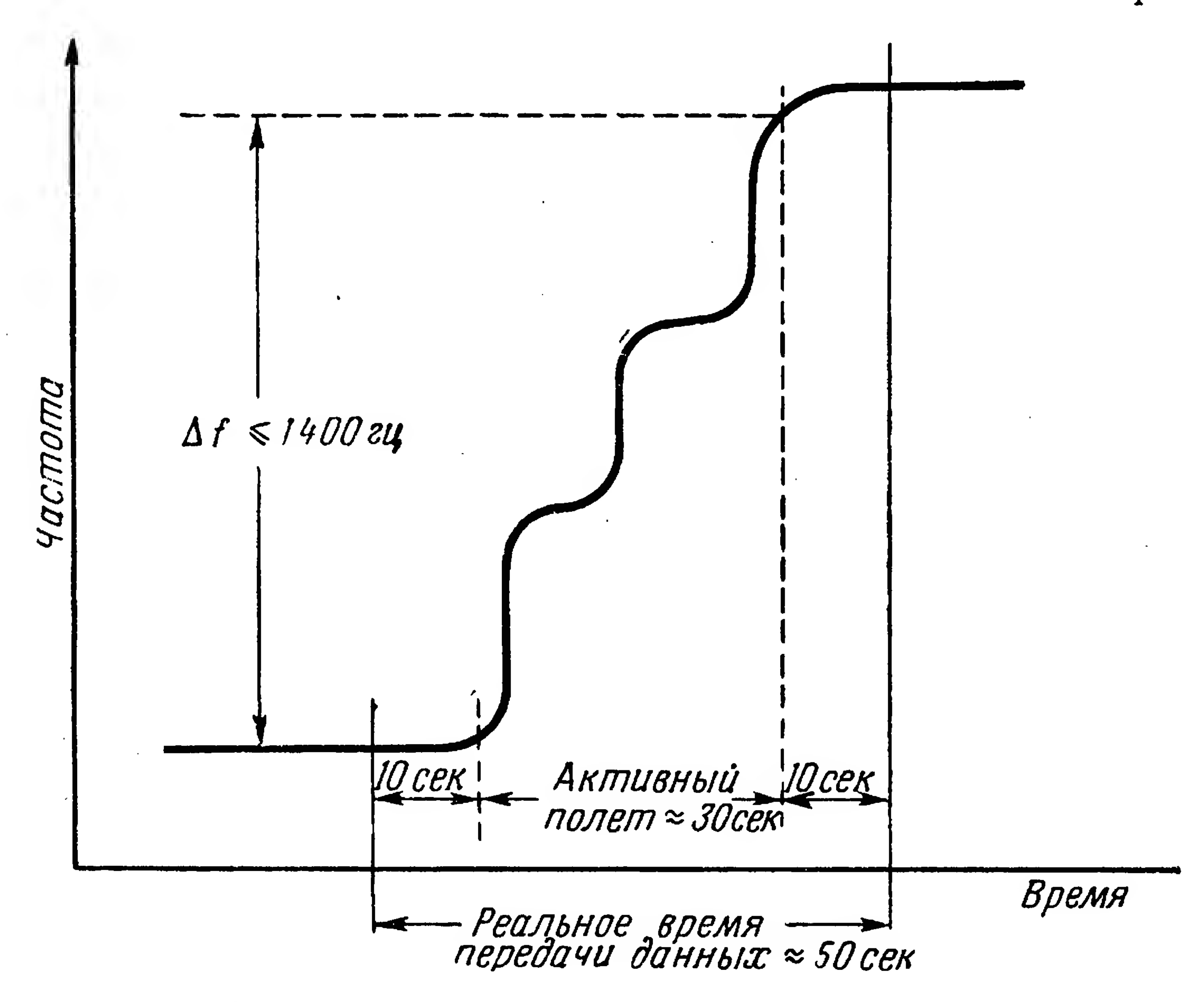


Фиг. 2. Диаграмма процесса обработки данных полета.

АРП — Атлантический ракетный полигон; Аб. тгр. — абонентский телеграф

вверх. Далее следует плоский участок кривой, образующий первую ступеньку, соответствующую свободному полету между отсечкой двигателя 2-й ступени и зажиганием 3-й ступени. Третья ступень ракеты образует второй скачок, 4-я ступень — третий.

3. *Обработка данных.* Помимо информации о времени работы двигателей трех ступеней, более подробный анализ с использованием величин скачков допплеровских сдвигов позволяет определить



Фиг. 3. Допплеровские данные о полете связки.

координаты и векторы скорости объекта в момент прекращения работы двигателя 4-й ступени. Для этой цели допплеровский сдвиг измеряется несколькими станциями и в цифровой форме записывается в функции от времени, обычно с интервалами 1 *сек.* Эта цифровая информация затем передается по телетайпу в вычислительный центр.

Здесь данные допплеровского сдвига Δf с момента зажигания 2-й ступени и до прекращения работы двигателя 4-й ступени выделяются из общей информации. Такая выборка ввиду сложности учета качества информации и ее передачи осуществляется оператором; для обработки всех сведений обычно требуется ~ 30 *мин.* Предполагается, что эта операция в ближайшем будущем будет выполняться счетной машиной IBM-709, что потребует для обработки <5 *мин* после поступления данных в вычислительный центр.

Существует несколько проблем, которые необходимо решить для перехода к машинной обработке данных. Быстрые, хаотичные

изменения частоты Допплера во время полета связок наряду с малыми углами места и низкими уровнями сигнала часто приводят к тому, что станции наблюдения временно теряют сигнал, и в информации появляются пробелы или сомнительные места. Необходимо разработать специальную методику интерполяции и экстраполяции для заполнения таких пробелов, а также для внесения поправок, учитывающих пульсации и уходы частоты передатчика, неверные измерения и ошибки, вносимые линией передачи.

Приращения частоты Допплера следует брать между соответствующими характерными точками. Поэтому точка зажигания должна определяться для каждой станции из измерений частоты Допплера, так как хотя каждая станция и измеряет приращения времени с высокой точностью, все же в дискретно-закодированном абсолютном времени появляются ошибки до нескольких секунд.

Для детального послеполетного анализа работы верхних ступеней делаются выборки и используются приращения частоты Допплера во время работы двигателя каждой ступени. Однако для предварительного определения орбиты необходимо измерить лишь полное приращение за время работы трех ступеней.

Рассмотрим эту методику и принцип определения точки выхода на орбиту.

Пренебрегая рефракцией, допплеровский сдвиг f, наблюдаемый данной станцией в момент зажигания 2-й ступени, можно выразить формулой

$$f = \frac{f_0}{c}\,\dot{s}_{\text{зажиг}}, \tag{2}$$

где

$$\dot{s}_{\text{зажиг}} = \frac{\mathbf{r}\cdot\dot{\mathbf{r}}}{|r|},$$

а $\mathbf{r}$ — вектор, проведенный из точки нахождения станции к передатчику в момент зажигания.

Аналогично допплеровский сдвиг f' в момент выхода на орбиту равен

$$f' = \frac{f_0}{c}\,\dot{s}_{\text{вых}}, \tag{3}$$

а приращение допплеровской частоты за время горения верхних ступеней

$$\delta f = f' - f = \frac{f_0}{c}\,(\dot{s}_{\text{вых}} - \dot{s}_{\text{зажиг}}). \tag{4}$$

Очевидно,

$$\delta f = F\,(\mathbf{r}_{\text{вых}},\ \dot{\mathbf{r}}_{\text{вых}}) - F\,(\mathbf{r}_{\text{зажиг}},\ \dot{\mathbf{r}}_{\text{зажиг}}), \tag{5}$$

где все величины в правой части можно считать известными.

Однако поскольку положение и скорость ракеты в момент включения двигателя 2-й ступени известны из измерений радиолокатора, выражение для функции δf упрощается

$$df = F(\mathbf{r}_{\text{вых}}, \dot{\mathbf{r}}_{\text{вых}}). \qquad (6)$$

Так как $\mathbf{r}$ и $\dot{\mathbf{r}}$ являются трехкомпонентными векторами, функция F известна, а величина δf измерена, то в уравнении (6) содержится шесть неизвестных. Если измерение δf с необходимой точностью произведено шестью станциями, то этого достаточно для определения $\mathbf{r}$ и $\dot{\mathbf{r}}$.

Однако существует дополнительное ограничение, так как параметры в точке выхода на орбиту связаны с параметрами в точке включения 2-й ступени законами движения. Поэтому

$$F(\mathbf{r}_{\text{вых}}, \dot{\mathbf{r}}_{\text{вых}}) = G(\mathbf{r}_{\text{зажиг}}, \dot{\mathbf{r}}_{\text{зажиг}}, I, \alpha, \beta), \qquad (7)$$

где I — средняя эффективная величина тяги, а α и β — усредненные направления импульса тяги во время горения ступеней. Условия выхода на орбиту сравнительно малочувствительны к точным значениям α и β во времени, а также к небольшим отклонениям I от заданного значения. Следовательно, поскольку используется усредненная функция времени, неизвестными можно считать только I, α и β.

Вследствие этого для определения условий выхода на орбиту нужно знать только полное приращение частоты Допплера, а не последовательные приращения, вызываемые работой отдельных ступеней и требуемые для более точного определения режимов полета.

Таким образом, выражение (6) упрощается

$$\delta f = G(I, \alpha, \beta). \qquad (8)$$

Теперь осталось только три неизвестных I, α и β, и для их определения необходимо лишь три измерения. Условия в точке выхода на орбиту могут быть определены, исходя из $\mathbf{r}_{\text{зажиг}}$, $\dot{\mathbf{r}}_{\text{зажиг}}$, I, α и β.

Необходимо помнить, что I, α и β — лишь искусственные параметры, позволяющие достаточно точно определять условия выхода на орбиту, но не описывающие истинного движения или ускорения верхних ступеней.

4. *Методика решения.* Для нахождения условий выхода на орбиту применяется метод дифференциальных поправок совместно с упрощенной программой расчета траектории. Предполагается, что

$$\delta f_{\text{набл}} = \delta f_{\text{номин}} + \frac{\partial f}{\partial \alpha}\delta\alpha + \frac{\partial f}{\partial \beta}\delta\beta + \frac{\partial f}{\partial I}\delta I, \qquad (9)$$

где $\delta f_{\text{помин}}$ есть величина δf, определенная из номинальной траектории, а $\delta\alpha$, $\delta\beta$ и δI — поправки, которые необходимо внести в величины α, β и I номинальной траектории для получения измеренной величины $\delta f_{\text{набл}}$.

Частные производные находятся методом последовательных возмущений, а $\delta f_{\text{номин}}$ — из выражения (8)

$$\delta f_{\text{номин}} = G(I_0, \alpha_0, \beta_0).$$

Тогда возмущенная величина δf_β определяется как

$$\delta f_\beta = G(I_0, \alpha_0, \beta_0 + \Delta\beta).$$

Требуемая частная производная берется следующим образом:

$$\frac{\partial f}{\partial \beta} = \frac{\delta f_\beta - \delta f_{\text{номин}}}{\Delta\beta}. \tag{10}$$

Подобным же образом находятся частные производные по I и α. Таким образом, выражение (9) требует расчета 4 траекторий: 1 номинальной и 3 с возмущениями I, α и β.

Величины возмущений $\Delta\alpha$, $\Delta\beta$ и ΔI для частных производных выбираются оптимальными с целью получения наиболее точных значений производных и по возможности малыми. Они составляют $0{,}1^\circ$ для $\Delta\alpha$, $0{,}1^\circ$ для $\Delta\beta$ и 0,5% номинальной величины тяги для I.

Поскольку метод дифференциальных поправок основан на решении линейных уравнений, а функция определяемых приращений частоты Допплера линейна только для малых отклонений, необходимо применить метод последовательных приближений. Решения для I_1, α_1 и β_1 из системы уравнений вида (9) рассматриваются как новые значения I_0, α_0 и β_0 для улучшенной траектории, частные производные определяются снова и решаются новые уравнения для I_2, α_2 и β_2. Этот процесс повторяется до тех пор, пока I_n, α_n и β_n не будут достаточно близки к I_{n-1}, α_{n-1} и β_{n-1}.

Отметим, что для определения условий выхода на орбиту необходимо провести три наблюдения, которые дают уравнения типа (9). Если бы, кроме того, было приемлемо предположение о номинальном эффективном импульсе тяги I, воздействующем на верхние ступени ($\delta I = 0$), то было бы достаточно только двух наблюдений. Это оказывается возможным, если действующий удельный импульс связки является номинальным и если прецессионное движение мало. Необходимо подчеркнуть, что даже если действительный удельный импульс верхней ступени равен номинальному, искусственный импульс I может не быть номинальным. Это происходит из-за допущения, что I, а также α и β являются параметрами полета трехступенчатой связки, не имеющего изменений в направлении действия тяги во время работы ступеней или между ступенями.

В реальном полете имеют место отклонения, происходящие из-за прецессионного движения связки малых ракет, стабилизированных вращением. Эти отклонения приводят к тому, что истинное направление тяги является сложной функцией времени, в результате чего возникают потери в эффективности тяги или изменения величины I, если рассматривать средние направления тяги α и β. Поэтому, как правило, требуется проведение трех наблюдений. Однако надежнее и точнее использовать столько наблюдений и уравнений, сколько имеется в наличии, решая уравнения одновременно методом наименьших квадратов. Обычно используется 5—6 комплектов данных.

5. *Исключение грубых ошибок.* В приведенной выше методике встречается одна серьезная проблема. Метод наименьших квадратов дает наилучшие результаты при большом количестве данных, когда справедлив нормальный закон распределения. Но даже при большом количестве измерений несколько ошибок, в 10—15 раз превосходящих средний уровень, сделают ошибочным решение методом наименьших квадратов. В случае наблюдения допплеровских приращений при работе связки получают менее 10 измерений, и одной грубой ошибки достаточно, чтобы получить ошибочное решение.

В течение пяти запусков ракет «Джуно I» и «Джуно II», когда использовался этот метод, во всех случаях (по крайней мере в результатах одной станции) имела место грубая ошибка по причинам не всегда понятным. Следовательно, необходимо найти быстрые и простые средства для обнаружения грубых ошибок. Вероятность таких ошибок приводит к необходимости иметь избыточное количество следящих станций, чтобы гарантировать достаточное число наблюдений.

Обнаружение грубых ошибок производят следующим образом. Используют все данные, полученные от n станций, и находят все $\binom{n}{3}$ возможных решений, учитывая, что 3 наблюдения дают одну систему уравнений. Найденные решения сравниваются и делятся на группы, лежащие в определенных пределах. Все комбинации верных наблюдений дают примерно одинаковый ответ, в то время как различные комбинации ошибочных наблюдений дают совершенно различные решения. Таким образом, наибольшая группа решений обычно содержит верные данные, а решения с ошибочными данными попадают в малочисленные группы или в группы, содержащие всего одно решение.

Следует подчеркнуть, что поскольку нормально для одного решения требуются измерения трех станций, для процесса группирования необходимо иметь по крайней мере 4 надежных наблюдения. Описанный метод не требует длительного времени для получения данных даже при 10 наблюдениях.

Другой широко используемый способ устранения грубых ошибок состоит в применении метода наименьших квадратов и последующего отбрасывания всех данных, выходящих за некоторый средний уровень. Этот метод менее эффективен и надежен, чем процесс группирования, если имеется < 10 наблюдений.

6. *Результаты эксперимента.* Метод анализа полета на активном участке связки, описанный выше и являющийся единственным средством наблюдения за полетом верхних ступеней ракеты «Джуно», показал полную эффективность при детальной оценке каждого космического полета. Однако необходимо учитывать некоторые трудности его использования как метода быстрого получения информации в реальном времени.

Наблюдались следующие принципиальные трудности: 1) недостаточная надежность и качество получаемых данных или (в большинстве случаев) недостаточное количество станций наблюдения; 2) нестабильность передатчика спутника; 3) трудности передачи и обработки данных.

В настоящее время работает достаточное количество станций; нестабильность передатчика явилась серьезной проблемой только в одном полете, когда имели место большие сдвиги частоты, а быстрая передача данных и их обработка по-прежнему представляют принципиальную проблему.

Таблица 2

Результаты наблюдений за полетом связки [1])

(ошибки в измеренных приращениях радиальной скорости, *м/сек*)

Станция	С-29	С-26	С-24	С-44	С-47	АМ-11[2])	АМ-14	АМ-19В	АМ-19А
Абердин . . .	—	—	+40	+42	×	×	×	—11	×
Мыс Канаверал	—20	+67	—46	—5	—2	—36	+8	—22	?
	—	—	—2	—33	—621	—	—	+8	×
Форт-Монмут	—	—	—29	+38	—3	×	—233	+44	?
Передвижная № 1 (В) . .	—	—	—	×	×	—	—	—6	×
Передвижная № 2	—	—	—	—	—	—54 (М)	+21 (С)	+14 (Б)	×
Передвижная № 3	—	—	—	—	—	—72 (Ф)	+300 (Ф)	—12 (Г)	×

1) Обозначения: Б—Бермудские о-ва; С—Большой Багамский о-ов; Г— мыс Гаттерас; М—Майами; Ф—Форт-Стюарт; В—Ван Бирн, шт. Мэн.

— станция не работала; × станция не приняла сигнала; ? незаконченное решение.

2) Вследствие преобразования частоты 960 *Мгц* станция реально измеряла лишь 1/18 указанной ошибки.

Качество данных иллюстрирует табл. 2, составленная по данным, полученным во время последних запусков ракет «Джуно», начиная с «Джуно I С-29» («Эксплоурер I»). Метод наблюдений в реальном времени впервые был применен к «Джуно I С-44» («Эксплоурер IV»).

7. *Оптимальное расположение станций.* Три станции «Микролок» являются передвижными и для большей эффективности могут быть размещены в соответствии с индивидуальными задачами полета.

Расположение станций наблюдения, используемых для конкретной траектории, оказывает сильное влияние на результаты [5]. Возможные места расположения станций ограничиваются соображениями высоты и дальности полета связки ракет по отношению к станциям. Требуется определенный угол места, чтобы гарантировать прием сигналов бортового передатчика и свести к минимуму влияние рефракции. Выбор новых мест размещения передвижных станций ограничивается также возможностями средств связи и материально-технического обеспечения.

Однако и при учете упомянутых ограничений все же остается достаточно широкий выбор для размещения станций с точки зрения его влияния на точность решения. Геометрический фактор можно определить следующим образом. Необходимо одновременно иметь N уравнений типа (9), чтобы получить решение в форме

$$\begin{aligned} \delta I &= \sum_N \gamma_{IN} \delta f_N, \\ \delta\alpha &= \sum_N \gamma_{\alpha N} \delta f_N, \\ \delta\beta &= \sum_N \gamma_{\beta N} \delta f_N, \end{aligned} \qquad (11)$$

где δf_N — измеренное приращение частоты для N-й станции, а γ_I, γ_α и γ_β — расчетные коэффициенты, являющиеся функциями вида

$$\gamma_{IN} = \gamma(r_{\text{зажиг}}, \dot{\mathbf{r}}_{\text{зажиг}}, I_0, \alpha_0, \beta_0, \mathbf{r}_{s1}, \mathbf{r}_{s2}, \ldots, \mathbf{r}_{sN}). \qquad (12)$$

Каждый коэффициент есть функция траектории верхних ступеней, определяемой условиями зажигания и параметрами тяги, а также координат N станций: $\mathbf{r}_{s1}$, $\mathbf{r}_{s2}$, ..., $\mathbf{r}_{sN}$.

Для конкретной траектории и определенных станций ошибка ε_I в вычислении величины δ_I равна

$$\varepsilon_I = \sum_N \gamma_{IN} \varepsilon_{fN}, \qquad (13)$$

где ε_{fN} — ошибка измеренного приращения частоты для N-й станции. Если ошибки ε_{fN} имеют нормальное распределение со средним значением δ_{fN}, то средняя ошибка σ_I в определении δ_I может быть

принята равной

$$\sigma_I = \sigma_{fN} \sqrt{\sum_N \gamma_{IN}^2} = \sigma_{fN} \Gamma_I. \quad (14)$$

Подобные же выражения применяются для оценки ошибок при определении α и β.

Для любой данной ошибки σ_{fN} при определении приращений частоты ошибки в величинах I, α и β непосредственно определяются коэффициентом γ и, следовательно, параметрами траектории и координатами станции. Параметры траектории для данного полета являются заданными. Однако точность наблюдения может быть улучшена правильным размещением станций.

Пусть Γ_I, Γ_α и Γ_β — геометрические факторы, определяющие ошибку, сводимую к минимуму правильным выбором местоположения станций. Установлено, что практически Γ_I оказывает влияние на несколько порядков меньше, чем Γ_α и Γ_β, поэтому для удобства можно записать, что полный фактор ошибки равен

$$\overline{\Gamma} = \sqrt{\Gamma_\alpha^2 + \Gamma_\beta^2}. \quad (15)$$

Установлено также, что $\overline{\Gamma}$ лишь незначительно зависит от количества станций N, рассматриваемых при решении, и для $N > 3$

Таблица 3

Оптимальное расположение станций для спутника «Эксплоурер VII»[1]

Станции	$\overline{\Gamma}$[2]	Станции	$\overline{\Gamma}$
ВБ-РС-БЕР	31	МГ-РС-АБР	99
ВБ-АБР-БЕР	32	АРП-РС-ФМ	100
АРП-ВБ-БЕР	35	АРП-РС-БЕР	107
АРП-ФМ-БЕР	45	АРП-РС-АБР	129
РС-ФМ-БЕР	52	АРП-МГ-РС	157
АРП-АБР-БЕР	54	МГ-ВБ-АБР	160
МГ-ФМ-БЕР	58	МГ-АБР-ФМ	269
РС-АБР-БЕР	75	АРП-АБР-ФМ	319
МГ-АБР-БЕР	84	ВБ-РС-АБР	395
МГ-РС-ФМ	88	ВБ-АБР-ФМ	564

[1]) Обозначения: АРП—Атлантический ракетный полигон; БЕР—Бермудские о-ва; АБР—Абердин, шт. Мэриленд; МГ—мыс Гаттерас, шт. Сев. Каролина; ФМ—Форт-Монмут, шт. Нью Джерси; РС—Редстоун арсенал, шт. Алабама; ВБ—Ван Бирн, шт. Мэн.

[2]) $\overline{\Gamma}$ определяется выражением (15).

в основном определяется лучшей подгруппой из трех станций. Следовательно, для всех возможных групп из трех станций необходимо свести $\bar{\Gamma}$ к минимуму.

Влияние взаимного расположения станций иллюстрирует табл. 3, в которой приведены относительные значения фактора ошибки $\bar{\Gamma}$ для различных комбинаций станций контроля траектории ракеты «Джуно II AM-16». Местоположения станций приведены на фиг. 1 и перечислены в табл. 3. Как видно, при использовании станции на Бермудских о-вах возможный фактор ошибки уменьшается в ~ 3 раза. Это значит, что при данной ошибке наблюдения результаты, полученные при использовании станции на Бермудских о-вах, в ~ 3 раза точнее, чем без этой станции; иными словами, при использовании станции на Бермудских о-вах заданная точность может быть обеспечена при ошибках наблюдения в 3 раза выше, чем без нее.

Б. Период движения по орбите

1. *Основной метод.* Основным методом, используемым для полного анализа орбиты, является метод дифференциальных поправок параметров орбиты [6]. Начиная с лучших характеристик орбиты, полученных после анализа активного участка полета, в расчетные результаты последовательно вносятся поправки, основанные на увеличивающейся сумме данных наблюдений.

Поправки определяются следующим образом. Предположим, что имеются результаты расчета орбиты, которые позволяют с необходимой точностью предсказать любую наблюдаемую величину (например, дальность или угол места в определенный момент времени), определяемую параметрами орбиты X_j. Измеренное значение α_i является также функцией параметров орбиты X_j

$$\alpha_i = \alpha_i (X_j, t). \tag{16}$$

Пусть X_j^0 — грубо определенные параметры орбиты; предположим, что измеренная величина $\alpha_i^{\text{изм}}$ связана с предсказанной величиной

$$\alpha_i^{\text{пр}} = \alpha_i (X_j^0)$$

разложением Тейлора

$$\alpha_i^{\text{изм}} = \alpha_i^{\text{пр}} + \sum_j \frac{\partial \alpha_i}{\partial X_j}\bigg|_{X_j^0} \delta X_j, \tag{17}$$

где δX_j — поправки, которые необходимо ввести в величину X_j^0, чтобы получить уточненное значение параметров X_j' истинной орбиты. Составляющие высших порядков в ряде Тейлора отбрасываются.

Поскольку уравнение (17) предполагает, что измеренная функция α является линейной для каждого X_j (что на самом деле неверно), величины X'_j являются уточненными, но не абсолютно правильными параметрами, и процесс коррекции должен быть продолжен. Значения X'_j используют для определения новых значений $\alpha_i^{\text{пр}}$ и $\partial\alpha_i/\partial X_j$, после чего получают новые значения $\partial X'_j$. Этот процесс повторяется до тех пор, пока два последовательно определенных значения величины не оказываются равными (т. е. $\delta X_j \to 0$), и окончательно определенными параметрами являются

$$X'_j = X_j^0 + \sum \delta X_j. \tag{18}$$

Процесс коррекции в большинстве практических случаев сходится, если наблюдения сделаны с необходимой точностью и с достаточным содержанием информации и если начальные параметры близки к истинным.

Минимальным количеством наблюдений, необходимым для нахождения всех X_j, является, конечно, $j_{\text{макс}}$ — количество X_j. В связи с недостаточным качеством и различным видом получаемых данных возникает необходимость в избыточной информации, и используемое количество наблюдений $i_{\text{макс}}$ обычно много больше $j_{\text{макс}}$. Дополнительная система линейных уравнений, имеющих форму уравнения (17), решается методом наименьших квадратов.

Частные производные $\partial\alpha_i/\partial X_j$ рассчитываются методом последовательных возмущений. Дополнительно к предварительно определенным значениям

$$\alpha_i^{\text{пр}} = \alpha_i (X_j^0)$$

определяется $j_{\text{макс}}$ возмущенных величин α_i^j для каждого α_i

$$\alpha_i^{pi} = \alpha_i (X_1,\ X_2,\ \ldots,\ X_j + \Delta X_j,\ \ldots,\ X_{j\,\text{макс}}).$$

Затем частные производные аппроксимируются следующим образом:

$$\left.\frac{\partial\alpha_i}{\partial X_j}\right|_{X_j^0} \approx \frac{\alpha_i^j - \alpha_i^{\text{пр}}}{\Delta X_j}. \tag{19}$$

Для получения наиболее точных значений частных производных необходимо правильно выбрать величину возмущений ΔX_j. Обычно эту величину берут возможно меньше, но не настолько, чтобы это вызывало трудности при расчете.

Величина возмущения должна быть оптимальной в соответствии с параметрами, выбранными для коррекции, и используемыми данными. Для больших возмущений частные производные сильно изменяются вследствие неточности уравнения (19). Для очень малых возмущений частные производные также изменяются из-за округлений при арифметических операциях.

Другой метод заключается в получении приближенных аналитических выражений для частных производных в функции от вре-

мени наблюдения и начальных условий. Метод последовательных возмущений, требующий в некоторых случаях бо́льших затрат времени, чем применение аналитических выражений (вследствие необходимости расчета $j_{макс}+1$ орбиты), был выбран из-за его гибкости в использовании данных различных типов и относительной простоты выполнения и программирования.

2. *Параметры орбиты.* Для коррекции были выбраны координаты и скорость спутника в некоторый момент времени после окончания работы двигателей, определяемый как точка выхода на орбиту. Причина такого выбора лежит в связи методики определения орбиты с анализом активного участка полета и в необходимости оценки режимов работы ракеты.

Во всех случаях, за исключением случая ранней коррекции орбиты по радиолокационным данным (см. ниже п. 3), важно определить лишь вектор скорости, так как координаты точки выхода на орбиту более точно определяются из анализа активного участка полета, чем из орбитальных данных. Этот момент подробнее рассматривается в п. 5 в связи с последней фазой орбиты.

В качестве параметров, определяющих орбиту, выбраны координаты спутника в точке выхода на орбиту в декартовой системе координат, неподвижной относительно Земли, с началом в центре Земли, величина вектора скорости при выходе на орбиту, а также угол места и азимут этого вектора. Эта система координат называется системой координат возмущений. Ошибка в определении угла места вектора скорости ε грубо соответствует в терминологии боевых ракет ошибке в определении местного тангажа вектора скорости, а ошибка в определении азимута α соответствует ошибке курсового угла вектора скорости ракеты.

Можно утверждать, что хотя такая система координат и не оптимальна, она удовлетворяет поставленным требованиям, удобна

Таблица 4

Сравнение сходимости коррекции (ошибки, остающиеся после одной коррекции)

Коррекция в системе координат возмущений	Коррекция в эфемеридной системе, *м/сек*	Результаты в эфемеридной системе, пересчитанные в систему координат возмущений
V 0,1 *м/сек*	$\dot{X}$ 10,8	V 2,6 *м/сек*
α 0,03°	$\dot{Y}$ 20,3	α 0,22°
ε 0,00°	$\dot{Z}$ 16,4	ε 0,03°

и является относительно оптимальной по сравнению с другими системами. Например, если одну и ту же коррекцию, используя частоту Допплера, полученную пятью станциями за время одного оборота спутника, движущегося по орбите «Эксплоурер VII», провести в только что описанной системе координат возмущений и для сравнения в полной декартовой системе (закрепленной в пространстве эфемеридной системе), то получаются результаты, приведенные в табл. 4.

Из таблицы видно, что проведение коррекции в системе координат возмущений допускает бо́льшую начальную поправку и, следовательно, процесс коррекции сходится быстрее. При этом 99% начальных ошибок в определении точки выхода на орбиту исключается при одном повторении, в то время как в эфемеридной системе необходимо 2—3 повторения.

Поскольку для практических целей конечная точность в любой системе одинакова, процесс коррекции в системе координат возмущений более эффективен (благодаря более быстрой сходимости).

3. *Начальный период движения по орбите.* В общем случае накопленные за период начальной фазы орбиты допплеровские данные, обрабатываемые обычным методом (см. ниже раздел В.1), для полного определения орбиты недостаточны. Информация, получаемая радиолокационной станцией в Миллстоун Хилле, после обнаружения спутника требует специальной обработки, причем возможный период наблюдения после выхода на орбиту составляет от 5 до 15 *мин*.

Данные поступают в виде дальности, азимута и угла места, и перед передачей их в вычислительный центр усредняются в Миллстоун Хилле, причем имеют остаточную ошибку 8 *км* по дальности и 0,2° по углам.

Обнаружение цели радиолокатором осложняется процессом отделения ступеней. После каждого отделения необходимо следить за самой малой по размерам и наиболее быстрой частью ракеты. Поэтому весьма важно обеспечить станцию в Миллстоун Хилл точной аппаратурой обнаружения.

После обнаружения объекта обработка данных и передача их по телетайпу происходит автоматически. В вычислительном центре перфорированная лента телетайпа вводится в преобразователь, где информация пробивается на перфокарту IBM и используется для проведения коррекции орбиты № 2. Одновременно корректируются все 6 параметров точки выхода (положение и составляющие вектора скорости). Такой метод предпочтительнее, поскольку полные данные об углах и расстоянии, полученные немедленно после выхода спутника на орбиту, определяют как положение, так и скорость. Для типичного спутника, такого, как «Эксплоурер VII», по данным, полученным в Миллстоун Хилл в течение 5,5 *мин*. после выхода

на орбиту, точность определения координат точки выхода на орбиту составляет 2 *км*, вектора скорости 10 *м/сек* и углов 0,15°.

После потери сигналов спутника станциями наблюдения на западном побережье Атлантического океана обычно дальнейшей информации в вычислительный центр не поступает до тех пор, пока спутник снова не появится над США, заканчивая свою первую орбиту. Пауза продолжается ~ 60—90 *мин.*

Целеуказания для первого орбитального прохождения рассчитываются для всех станций на основе наиболее точных и надежных параметров, полученных при оценке траектории. Целеуказания для станций «Микролок», оборудованных всенаправленными антеннами, состоят лишь из расчетного времени прохождения и выдаются операторами вручную. Целеуказания для станций, требующих более подробной информации, например углы направления антенны в функции от времени, посылаются автоматически. Счетная машина IBM-704 пунширует расчетные данные (т. е. время, часовой угол и склонение для станции в Голдстоуне) на карточки, с которых они переносятся на ленту телетайпа и передаются автоматически.

4. *Период повторного обнаружения.* После паузы сигнал спутника принимается западными станциями, включенными в систему наблюдения, расположенную в Южной Калифорнии. Первое обнаружение подтверждает, что спутник находится на орбите и передатчик спутника работает нормально. Вслед за первой станцией обнаружение быстро производится другими станциями, расположенными на юго-западе США.

Помимо простой проверки орбиты, во время этого периода можно производить уточнение ее параметров. Сравнение действительного момента появления сигнала с временем, определенным по наблюдениям во время запуска и в начальный период орбиты, показывает точность начальной информации. Если в первых результатах имеется ошибка, их можно значительно уточнить еще до получения всех данных наблюдений. Такое уточнение достигается путем использования времени перегиба кривой частоты Допплера, записанной первыми станциями «Микролок», или времени пересечения меридиана в случае станций «Минитрек» и применяется для определения величины скорости в точке выхода на орбиту. Данные о времени перегиба и пересечения меридиана быстро и с высокой точностью можно получить на станциях наблюдения; при этом требуется передача только одной величины — времени. Время, прошедшее между выходом на орбиту и моментом перегиба или пересечения меридиана, для данной станции является основной мерой величины скорости при выходе на орбиту, при этом небольшие угловые ошибки вектора скорости оказывают незначительное влияние. Так, для орбиты спутника «Эксплоурер VII» ошибка на 3,6 *м/сек* в величине скорости вызвала бы изменение времени перегиба для станции в Голдстоуне на 10 *сек* (к такому же измене-

нию привела бы ошибка на 6,7° в тангаже вектора скорости или на 1,3° в курсовом угле).

Коррекция величины скорости осуществляется методом дифференциальных поправок, описанным ранее. Решение находится для одной неизвестной величины по одному или нескольким измерениям времени перегиба или пересечения меридиана или по комбинации этих величин. Используемый метод является методом усреднений, поскольку значения скорости, измеренные за каждое наблюдение, усредняются и это среднее значение принимается за результат. Метод усреднений в случае малого количества наблюдений практически эквивалентен методу наименьших квадратов и почти идентичен методу частных производных и выбран здесь только ради простоты расчетов.

Точность быстрых и грубых измерений времени в сильной степени зависит от конкретных окружающих условий. Однако если используется одно время перегиба, измеренное с точностью не хуже 5 *сек*, и отклонения углов вектора скорости в точке выхода на орбиту $< 1°$, то величина скорости обычно определяется с точностью 5 *м/сек*.

5. *Последний период полета по орбите*. В то время как спутник, двигаясь по орбите, пролетает над территорией США, основная часть данных для начального определения орбиты уже получена. Одно или два прохождения над США обычно дают достаточное количество орбитальных данных для оценки полета спутника и выдачи целеуказаний (независимо от результатов первых этапов оценки).

В последний период полета по орбите используются все имеющиеся данные для полной дифференциальной коррекции условий выхода на орбиту. В качестве корректируемых параметров обычно выбираются величина и направление вектора скорости в точке выхода на орбиту. Координаты этой точки повторно не корректируются, поскольку они почти всегда находятся более точно из анализа активного участка полета. Вектор скорости при анализе активного участка вычисляется менее точно, и его определение более чувствительно, чем определение координат к частичным дефектам первых этапов процесса оценки. Кроме того, орбитальные данные, полученные спустя 2 *час* и более после выхода на орбиту, особенно частота Допплера, сравнительно мало зависят от изменения положения точки выхода на орбиту на несколько километров. При использовании данных о частоте Допплера, полученных пятью станциями во время первого прохождения, среднему сдвигу частоты 10 *гц* соответствует среднее стандартное изменение результирующих координат положения на ~ 10 *км*. Средняя ошибка в координатах точки выхода на орбиту, определенных из анализа активного участка полета, равна 5 *км*.

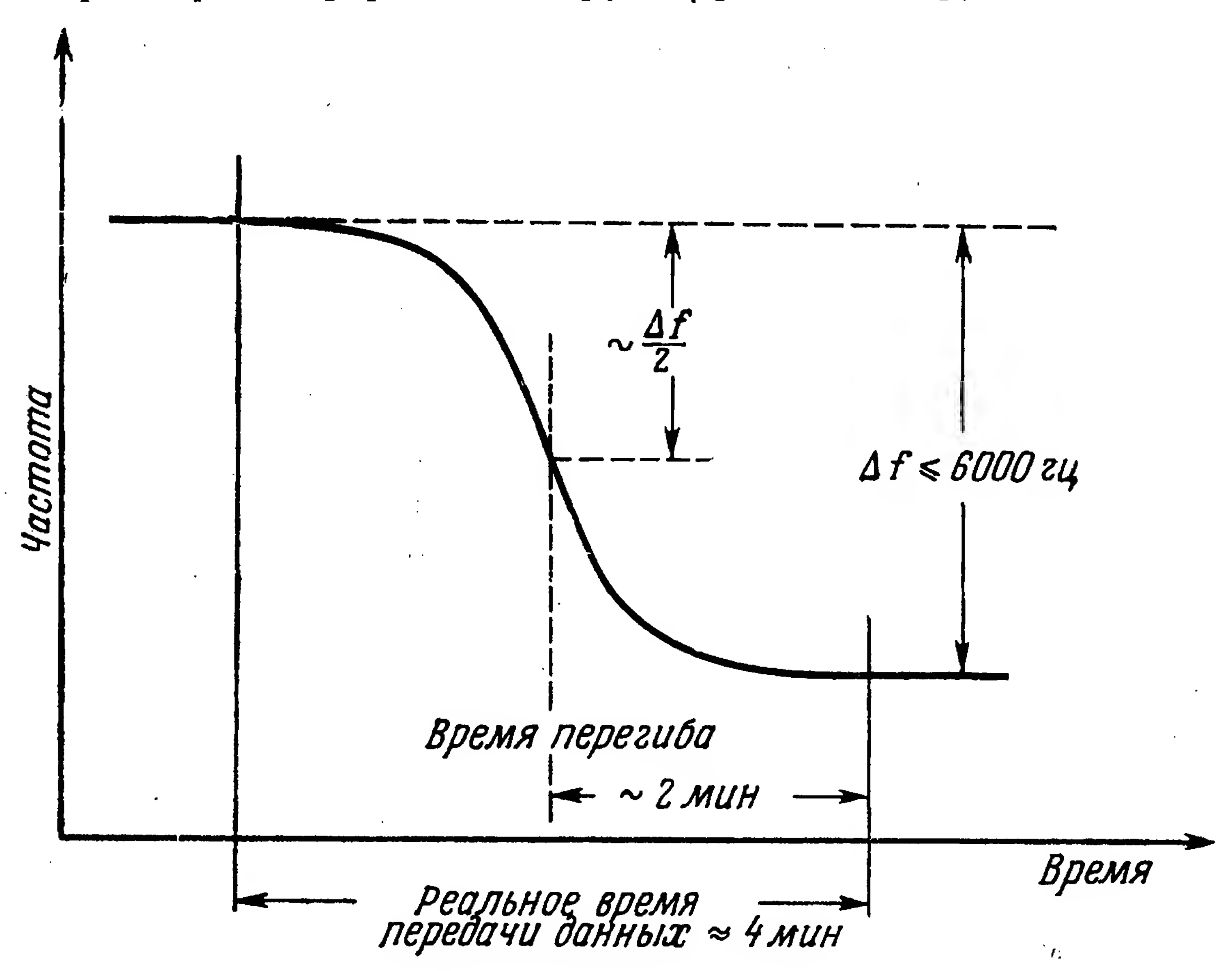
Коррекция только одного вектора скорости дает практически два преимущества. Одно из них состоит в экономии времени работы

счетной машины, поскольку нет необходимости просчитывать три траектории орбиты, как в случае нахождения частных производных в методе последовательных возмущений. Второе преимущество заключается в повышении стабильности и более быстрой сходимости коррекции благодаря исключению менее чувствительных параметров.

Бо́льшая часть данных, поступающих в период движения спутника по орбите, представляет собой частоту Допплера, кроме этого имеются данные угломерной станции в Голдстоуне на частотах 108 и 960 *Мгц* и радиолокационные данные (угол и дальность), получаемые из Миллстоун Хилла, если спутник обнаружен радиолокатором.

В. Техника получения орбитальных данных

1. *Данные частоты Допплера.* Допплеровские данные, полученные станциями наблюдения во время прохождения спутника по орбите, широко известны как S-образная кривая, названная так из-за характерной формы, которую принимает функция частоты.



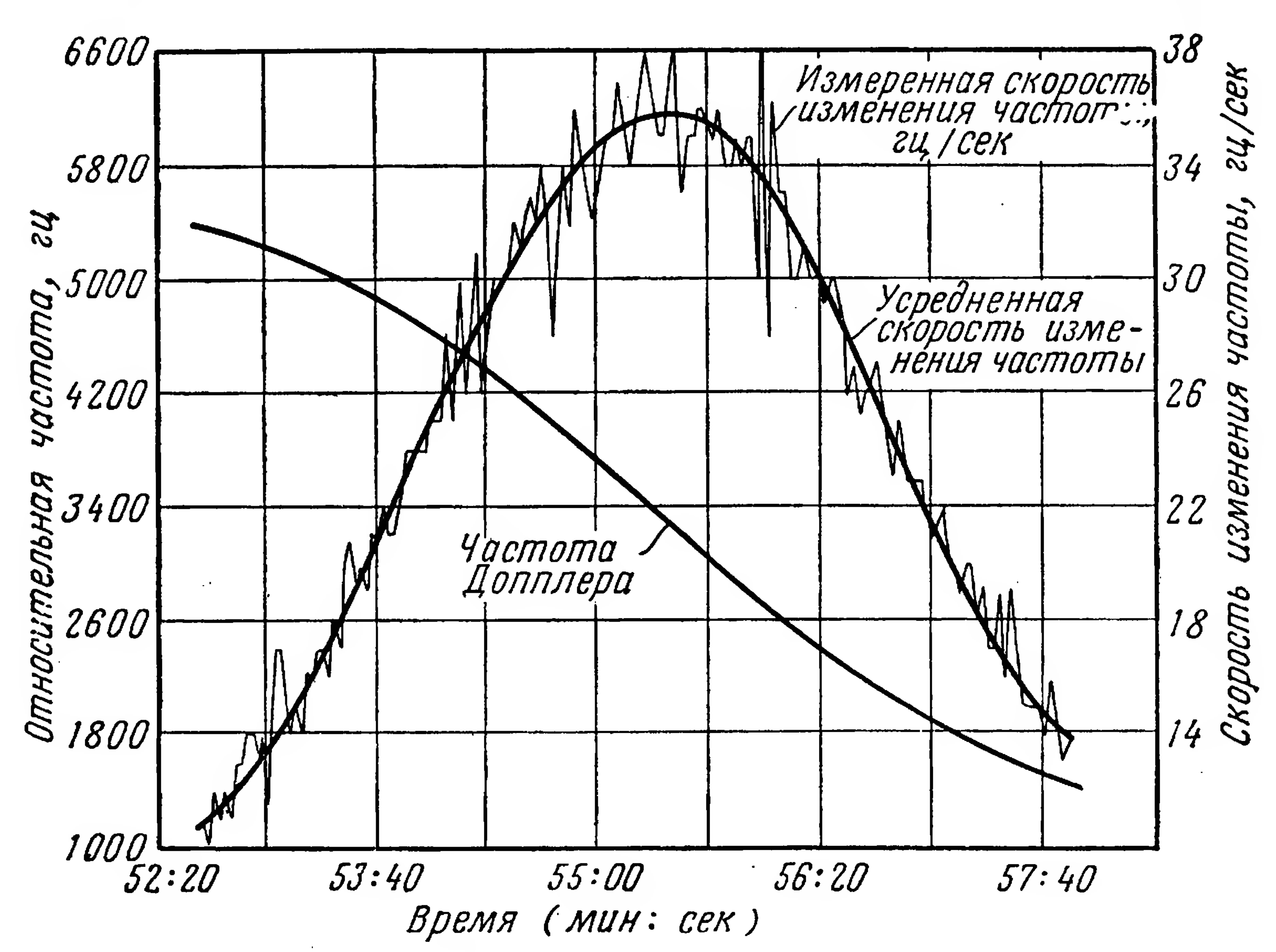
Ф и г. 4. Допплеровские данные о полете по орбите (108 *Мгц*).

На фиг. 4 приведен график типичных орбитальных допплеровских данных.

Существуют два возможных подхода к орбитальным допплеровским данным: 1) по сглаженной S-образной кривой находятся некоторые характерные величины (обычно время перегиба и максималь-

ная крутизна кривой), которые затем используются в процессе дифференциальной коррекции; 2) частота Допплера в функции времени непосредственно используется в программе коррекции.

а. Время перегиба и крутизна. Эти параметры в основном используются в период предварительной коррекции (см. выше раздел Б, 4). Для целей полной коррекции преимущества использования времени перегиба и крутизны заключаются частично в удобстве обращения только с двумя данными, полученными за период прохождения, а не с большим числом частот. Преимущество



Фиг. 5. Скорость изменения частоты Допплера при полете по орбите.

представляет также значительная эффективность сглаживания вследствие использования только двух величин за все время прохождения спутника, что позволяет применять менее точные данные. Недостатками являются потери некоторой информации, содержащейся в полной S-образной кривой (рассматривается ниже), длительность получения точных значений времени и крутизны и необходимость иметь для обеспечения точности допплеровские данные как до, так и после перегиба.

Простейший путь определения времени перегиба и крутизны по допплеровской кривой состоит в вычерчивании скорости изменения частоты Допплера, имеющей максимум во время перегиба (фиг. 5). Крутизна кривой в точке перегиба может быть определена графически как максимальная ордината кривой скорости изменения частоты. Однако из фиг. 5 видно, что если частота Допплера

16 Заказ № 941

имеет сильный разброс, то трудно выделить максимум кривой как по ординате, так и по абсциссе. Кроме того, поскольку форма пика кривой скорости изменения частоты зависит от крутизны в точке перегиба, которая в свою очередь в основном определяется минимальным расстоянием от спутника до станции наблюдения, то время перегиба можно точно определить только по данным очень близкого прохождения. Эти трудности ограничивают точность этого метода, особенно в условиях работы в реальном времени, однако простота и относительная скорость являются его достоинствами.

Этот метод используется для оценки первого прохождения при повторном обнаружении (см. выше раздел Б, 4) в целях периодической коррекции предварительных результатов и как первый шаг для определения более точных данных. Точность, достигаемая при нормальных условиях, составляет ± 5 *сек* для времени перегиба и ± 2 *гц/сек* для крутизны в точке перегиба. При ручной обработке одной S-образной кривой группа из двух человек затрачивает 5 *мин*, такая же грубая обработка с применением небольшой счетной машины производится несколько быстрее.

Исследовались также и другие простые методы, например использование кососимметрических свойств большинства S-образных кривых для отыскания точки симметрии, однако они оказались менее надежными и точными, чем метод определения скорости изменения частоты.

Для точного предварительного определения орбиты по времени перегиба и крутизне, когда имеется ограниченное количество S-образных кривых, необходимо извлекать из кривых более точные данные. Это достигается подгонкой полинома наименьших квадратов к допплеровским данным и нахождением времени перегиба и крутизны из полинома.

Для подгонки полинома необходимо грубо определить время перегиба, как указывалось выше. Одновременно данные с ленты телетайпа, содержащей допплеровские частоты, переводятся на перфокарты для машины IBM-704. Карты с данными, охватывающими период от 90 до 180 *сек* относительно грубо определенного времени перегиба, отбираются и быстро просматриваются с целью устранения значительных ошибок, а затем вводятся в счетную машину IBM-704, которая превращает входные данные методом наименьших квадратов в полином n-й степени (обычно 3-й), давая на выходе сглаженные значения частоты, время перегиба и крутизну и стандартное отклонение необработанных данных от полинома. Если это отклонение превышает определенный входной уровень, то такие точки отбрасывают с каждого конца S-образной кривой, сокращая время сходимости. Процесс подгонки повторяется до тех пор, пока стандартное отклонение не станет меньше определенного предела или пока общее количество подгоняемых точек не сократится до

определенного минимума. Стандартное отклонение составляет обычно 15 *гц* при изменении не менее, чем за 30 *сек*.

Сокращение количества подгоняемых точек важно по двум причинам. Первая и основная причина заключается в применении полинома 3-й степени. Этот полином найден лучшим для аппроксимации центрального участка S-образной кривой; однако полная длина кривой, которая может быть успешно подогнана под полином 3-й степени, зависит в первую очередь от максимальной крутизны кривой. Так, для скачкообразной кривой можно подогнать лишь небольшой центральный участок, в то время как для более пологой кривой можно успешно подогнать более широкую область. Для достижения максимальной точности необходимо подгонять наибольшее количество данных в соответствии с требуемой степенью полинома и точностью подгонки.

Вторая причина уменьшения количества подгоняемых точек заключается в исключении далеко разбросанных точек, которые обычно находятся на концах кривой.

С помощью подгонки методом наименьших квадратов можно получить по усредненным данным точность 1,0 *сек* для времени перегиба и $\pm$ 0,3 *гц/сек* для крутизны.

Пяти измерений за время одного прохождения над территорией США, обработанных с такой точностью, достаточно для определения вектора скорости в точке выхода на орбиту с точностью 1 *м/сек* по величине и 0,3° по направлению (для орбиты, подобной орбите «Эксплоурер VII»).

Хотя с помощью подгонки методом наименьших квадратов точность повышается, однако при этом неизбежны значительные затраты времени и потеря информации. Поскольку подгоняется только центральная часть S-образной кривой и из этой подгонки извлекаются всего две величины, любая дальнейшая информация, соответствующая остальной части S-образной кривой, отбрасывается.

Возможность использования третьей характеристики полинома (второй производной частоты) исключается, так как это потребовало бы значительного количества дополнительных расчетов.

б. Непосредственное использование частоты Допплера. Во втором методе применения S-образных кривых частоты Допплера используются разности частот (как определено ниже) в функции времени непосредственно в процессе дифференциальной коррекции; при этом значительно повышаются эффективность и точность.

Те же пять измерений за время одного прохождения над территорией США (см. выше) при непосредственном использовании частоты и стандартном ее отклонении на $\pm$ 10 *гц* для всех данных обеспечивают точность 0,2 *м/сек* по величине вектора скорости и 0,06° по его направлению. Эта точность в 5 раз лучше получае-

мой при использовании времени перегиба и крутизны, найденных по тем же данным.

При непосредственном использовании частоты Допплера встречаются две трудности. Многие станции «Микролок» не приспособлены для быстрого и точного определения истинной принимаемой частоты. Они получают только так называемую частоту синхронного гетеродина или частоту «биений». Эта частота содержит в себе такие же уходы в функции времени, что и истинная принимаемая частота (если местное оборудование не имеет собственных уходов частоты), и отличается от нее только на какую то постоянную величину, определяемую частотой опорного генератора станции.

Хотя некоторые станции оборудованы для точного определения этой величины, выигрыш при наблюдении получается небольшим из-за нестабильности большинства передатчиков на спутниках «Джуно» во время вывода спутника на орбиту, когда на передатчик действуют различные ускорения и изменения температуры. Эти уходы частоты обычно бывают пренебрежимо малы за короткое время, однако совокупный эффект для всей орбиты оказывается значительным.

Абсолютное значение частоты, принимаемой станцией наблюдения, равно

$$f_r(t) = f_0 + \Delta f(t) + \left[\frac{f_0 + \Delta f(t)}{c}\right] \dot{s}(t) + f_R(t), \qquad (20)$$

где f_0 — номинальная частота передатчика (измеренная перед полетом); $\Delta f(t)$ — уходы частоты передатчика, происшедшие после измерения f_0; c — скорость распространения электромагнитных волн; $f_R(t)$ — рефракция и другие влияния, выраженные для простоты дополнительным членом; $\dot{s}$ — радиальная скорость спутника относительно станции.

Поскольку $\Delta f(t)$ — неизвестная функция, эту частоту необходимо сравнивать в процессе коррекции с расчетной f_c

$$f_c(t) = f_0 + \left(\frac{f_0}{c}\right) \dot{s}_c(t) + f_{cr}(t). \qquad (21)$$

Здесь f_{cr} — член, учитывающий влияние рефракции, а $\dot{s}_c$ — расчетная радиальная скорость.

Таким образом, непосредственное использование даже измеренного значения f_r не представляет интереса, если каким-либо методом не определен уход частоты $\Delta f(t)$, которым нельзя пренебречь. Эти две трудности в основном устраняются следующим образом. В процессе коррекции используется сравнение не $f_r(t)$

и $f_c(t)$, а величин Δf_r и Δf_c, равных

$$\Delta f_r(t) = f_r(t) - f_r(t') = [\Delta f(t) - \Delta f(t')] +$$
$$+ \left[\frac{\Delta f(t)\dot{s}(t) - \Delta f(t')\dot{s}(t')}{c}\right] + \frac{f_0}{c}[\dot{s}(t) - \dot{s}(t')] + [f_R(t) - f_R(t')], \qquad (22)$$

$$\Delta f_c(t) = \frac{f_0}{c}[\dot{s}_c(t) - \dot{s}_c(t')] + [f_{cr}(t) - f_{cr}(t')]. \qquad (23)$$

Члены первого слагаемого в правой части уравнения (22) пренебрежимо малы, если t' достаточно близко к t, когда $[\Delta f(t) - \Delta f(t')] \to 0$. Члены второго слагаемого обычно также пренебрежимо малы по сравнению с третьим слагаемым. Если пренебречь первыми двумя слагаемыми, то Δf_r и Δf_c сравнимы.

Практически описанный выше процесс является коррекцией с использованием не истинного значения частоты Допплера, а изменения этой частоты после какого-то произвольного исходного момента времени. В этой методике влияние всех уходов частоты передатчика, имевших место до исходного момента времени, минимально, и на станциях наблюдения необходимо измерять лишь частоту синхронного гетеродина.

Встречается еще одна трудность при таком использовании допплеровских частот. Функция Δf_r почти постоянна для моментов, отстоящих более чем на ± 1 *мин* от времени перегиба S-образной кривой, поскольку концы этой кривой становятся почти горизонтальными. Используемый участок кривой расположен около точки перегиба, если измеренное и рассчитанное (основанное на приближенных значениях корректируемых параметров) значения времени перегиба отличаются более, чем на 1 *мин*, то функция Δf_c, рассчитанная для времени наблюдения, почти постоянна, и частные производные Δf_c по параметрам близки к нулю. В этом случае процесс коррекции сходится медленно и плохо.

Эта проблема разрешается при использовании такого периода коррекции, для которого измеренное и рассчитанное время перегиба не отличаются больше, чем на несколько секунд. При этих условиях измеренная и рассчитанная S-образная кривые почти совпадают, и процесс коррекции проходит эффективно.

С применением рассмотренных принципов процесс коррекции осуществляется следующим образом. У каждой S-образной кривой выбираются значения частоты, симметрично расположенные относительно измеренного времени перегиба, так чтобы используемый участок кривой лежал в пределах $\sim\pm 60$ *сек* и соответствовал особенностям прохождения спутника над станцией; в первую очередь при этом учитывается влияние рефракции. В пределах выбранного времени отбирается одно значение частоты за каждые 8—10 *сек*, что в сумме дает $\sim$15 отобранных частот на одну S-образную кривую. Эти частоты принимают за исходные данные для процесса

коррекции, а первая точка каждой S-образной кривой рассматривается как опорная и для коррекции используются уходы частоты от момента, соответствующего этой точке.

Поправка на рефракцию f_{cr}, показанная для простоты дополнительным членом в уравнении (21), в настоящее время в процесс коррекции не включается. При использовании данных, принятых при углах места > 10°, влияние рефракции вообще мало и им можно пренебречь. Участок орбиты, используемый для получения S-образной кривой, выбирается поэтому так, чтобы угол места при приеме данных был > 10°.

Бо́льшая часть данных, получаемых в виде частоты Допплера, передается в вычислительный центр операторами телетайпов вручную. Аппаратура автоматической обработки данных используется в настоящее время в процессе обработки информации лишь частично вследствие изменения вида и количества данных. В процессе подгонки кривых для определения времени и крутизны перегиба, перевод данных с ленты телетайпа на перфокарты производится, где это возможно, автоматически, поскольку при этом необходимо вводить в счетную машину большое количество данных. Для непосредственной коррекции по частоте Допплера необходимые точки (~15 на одну S-образную кривую) отбираются оператором из сообщений, принятых по телетайпу, и пробиваются на перфокартах для ввода в счетную машину. Поскольку из каждой серии данных выбираются лишь несколько точек, потери времени при этом невелики по сравнению с временем, необходимым для отбора нужных перфокарт из всех получаемых после перевода с ленты телетайпа.

2. *Угломерные и дальномерные данные*. Опыт показал, что при современном уровне техники наблюдения за спутниками измерение углов и расстояний является более эффективным средством для определения орбиты, чем измерение частоты Допплера при распространении в одном направлении. Однако существующие источники достаточно точных угломерных и дальномерных данных (не считая интерферометрических измерителей углов) ограничены, особенно при измерениях в реальном времени и при обычных размерах спутников и используемых рабочих частотах. По этой причине в настоящее время нет полной схемы использования данных такого типа и обычно применяется следующий процесс.

Угломерные и дальномерные данные поступают от автоматического передающего оборудования и, следовательно, имеют одинаковую форму и минимум грубых ошибок. Информация с ленты телетайпа переводится на перфокарты, которые используются для ввода данных в программу коррекции. Этот процесс контролируется для исключения явных ошибок. С целью сокращения объема расчетов используется минимум необходимых данных. Поправка на рефракцию в настоящее время не делается, однако оперируют лишь теми данными, которые приняты при углах места > 10°.

ЛИТЕРАТУРА

1. JPL Space Programs Summary № 2, NASA, April 1, 1959 (закрытая работа).
2. Kurtz F., «Summary of Cluster Deviation», Army Ballistic Missile Agency, DA-TN-36-59, April 15, 1959 (закрытая работа).
3. JPL Space Programs Summary № 2, *NASA* (April 1959), (закрытая работа).
4. JPL Space Programs Summary № 3, *NASA* (June 1, 1959), (закрытая работа).
5. Clugston P., Kurtz F., «Optimization of Microlock Station Locations for Cluster Tracking», Army Ballistic Missile Agency, DA-TN-30-59, March 30, 1959.
6. Zurmuehl R., Practische Mathematik für Ingenieure und Physiker, Springer-Verlag, Berlin, Germany, 1953.

КОНТРОЛЬ ТРАЕКТОРИЙ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ С ПОМОЩЬЮ СИСТЕМЫ ДОПЛОК[1])

Дебай

Описывается допплеровская система контроля траекторий искусственных спутников и космических объектов, известная под названием ДОПЛОК[2]). Основная часть системы — следящий фильтр — оценивается с точки зрения ширины полосы пропускания, отношения сигнал/шум и точности допплеровских измерений. При полосе пропускания 1 *гц* чувствительность системы составляет $2 \cdot 10^{-20}$ *вт*. Для антенн с постоянными коэффициентами усиления и площадями раскрыва рассматривается зависимость дальности действия от частоты. Кратко обсуждаются преимущества использования системы для контроля орбиты спутников.

ВВЕДЕНИЕ

ДОПЛОК — сокращенное обозначение радиометрической следящей системы, специально разработанной для получения информации о траекториях и орбитах ракет, спутников и космических объектов. Система базируется на измерении допплеровской частоты, дополненном методами корреляционного детектирования в сочетании с использованием узкополосных электронных следящих фильтров.

Целью настоящей статьи является краткое описание системы ДОПЛОК и рассмотрение ее наиболее важных преимуществ для приема и наблюдения слабых сигналов, излучаемых с борта спутников и космических объектов.

Измерительные системы, основанные на эффекте Допплера, использовались в течение многих лет главным образом как точные устройства контроля траектории при испытаниях управляемых снарядов.

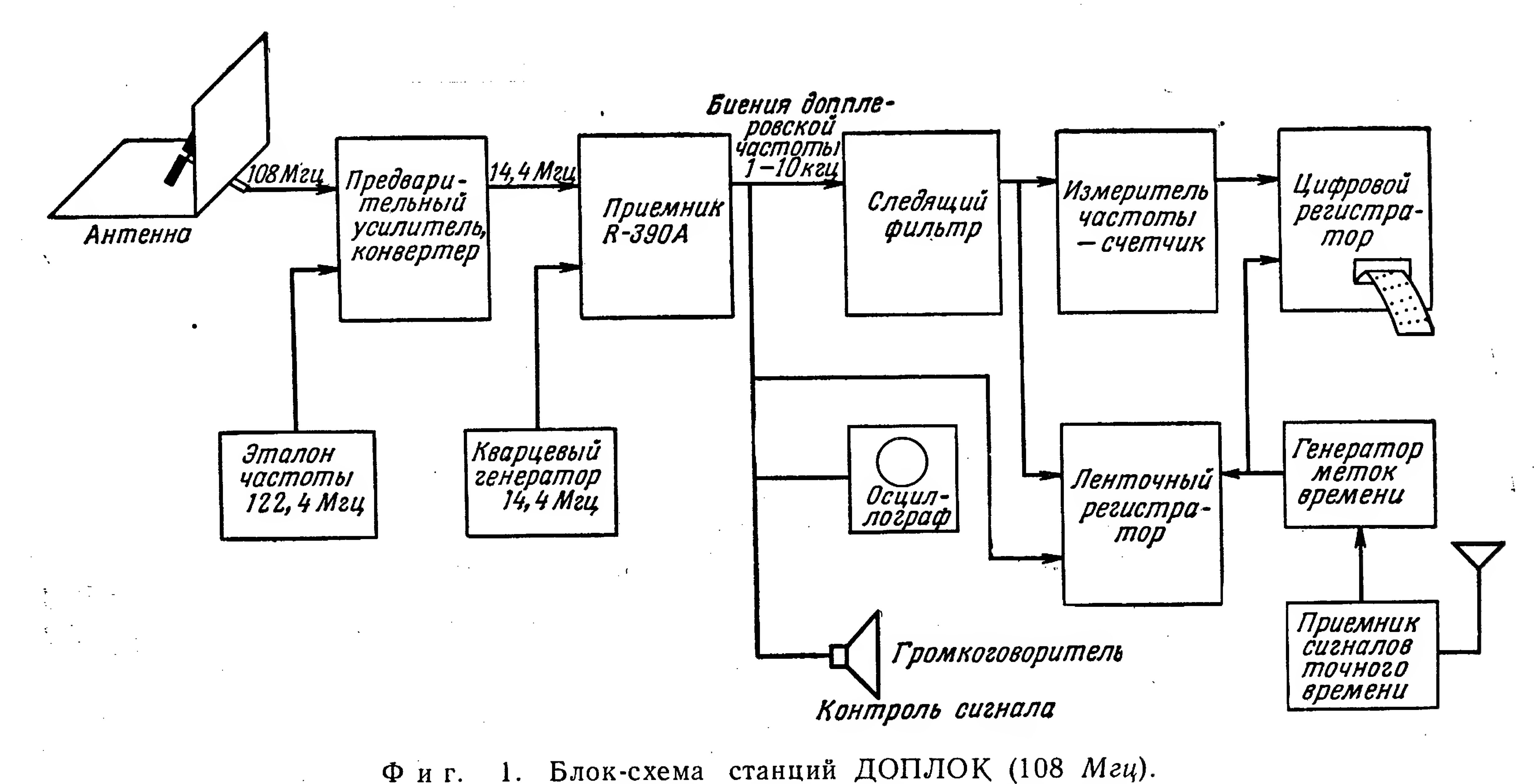
Первой подобной системой, получившей широкое распространение, была система ДОВАП[3]), разработанная Научно-исследовательской лабораторией баллистики Армии США в 1945 г. для использования на ракетном полигоне. Система ДОВАП является

---

1) De Bey L. G., *IRE Trans. on Milit. Electr.*, MIL-4 (2—3), 332—336 (April—July 1960).

2) DOPLOC — Doppler Phase Lock.

3) DOVAP — Doppler Velosity and Position — определение скорости и положения методом, основанным на эффекте Допплера.



Фиг. 1. Блок-схема станций ДОПЛОК (108 *Мгц*).

Основной вариант станции для контроля траекторий спутников Земли, использующей следящий фильтр Ракетной исследовательской лаборатории.

Антенна состоит из диполя с регулируемым наклоном и уголкового отражателя.

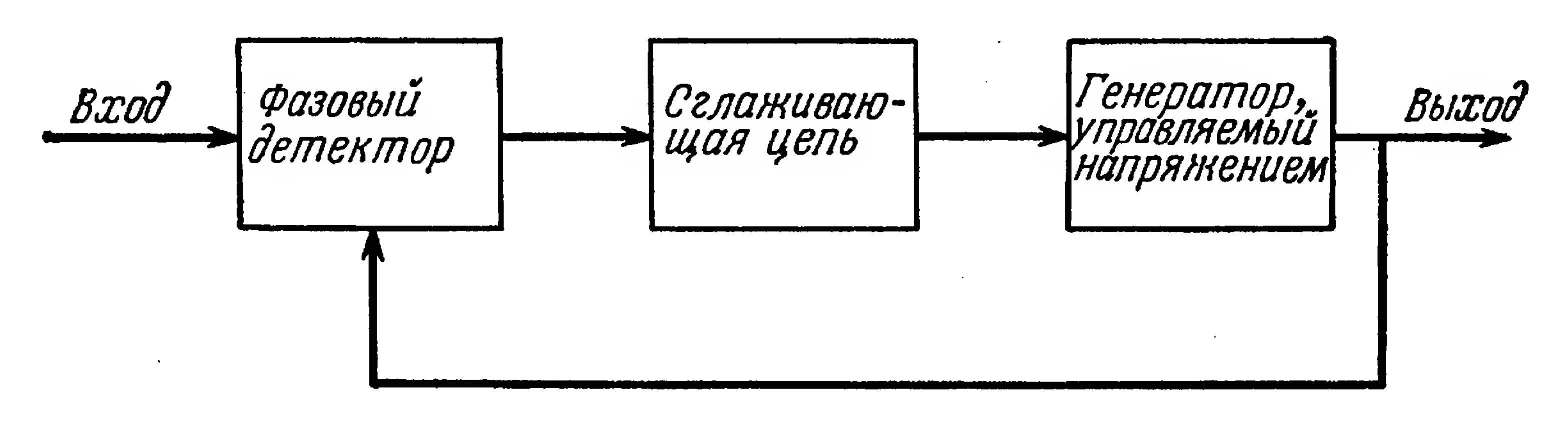
активной системой, в которой для усиления и ретрансляции непрерывного сигнала, излучаемого наземной станцией, используется бортовой ответчик. Основное преимущество такой системы состоит в том, что частота излучаемого колебания известна.

СИСТЕМА ДОПЛОК

На космическом объекте, за которым осуществляется наблюдение, устанавливается небольшой радиопередатчик. Частота излучаемого сигнала принимается наземной станцией и сравнивается со стабильным местным генератором. Изменения частоты во времени (допплеровские сдвиги) измеряются и записываются. На фиг. 1 представлена типичная блок-схема приемной системы ДОПЛОК, работающей на частоте 108 *Мгц*. Все ее элементы, кроме следящего фильтра, выпускаются промышленностью и имеют обычные характеристики. Основой системы является следящий фильтр, обладающий специальными характеристиками, которые позволяют обнаруживать сигналы очень малого уровня энергии.

Следящий фильтр

Принцип работы следящего фильтра иллюстрируется фиг. 2. Фаза приходящего сигнала сравнивается с фазой сигнала, вырабатываемого генератором, частота колебаний которого управляется напряжением. При этом вырабатывается сигнал ошибки, т. е. напряжение, пропорциональное разности фаз. После фильтрации



Фиг. 2. Блок-схема следящего фильтра.

в усредняющей (сглаживающей) схеме это напряжение используется для управления частотой и фазой генератора с электронной перестройкой. Такая электронная следящая система имеет нулевую ошибку при работе по сигналу, частота которого изменяется с постоянной скоростью. Практически при этом остаются небольшие ошибки за счет невозможности точной реализации теоретической функции передачи третьего порядка, которую должен иметь фильтр.

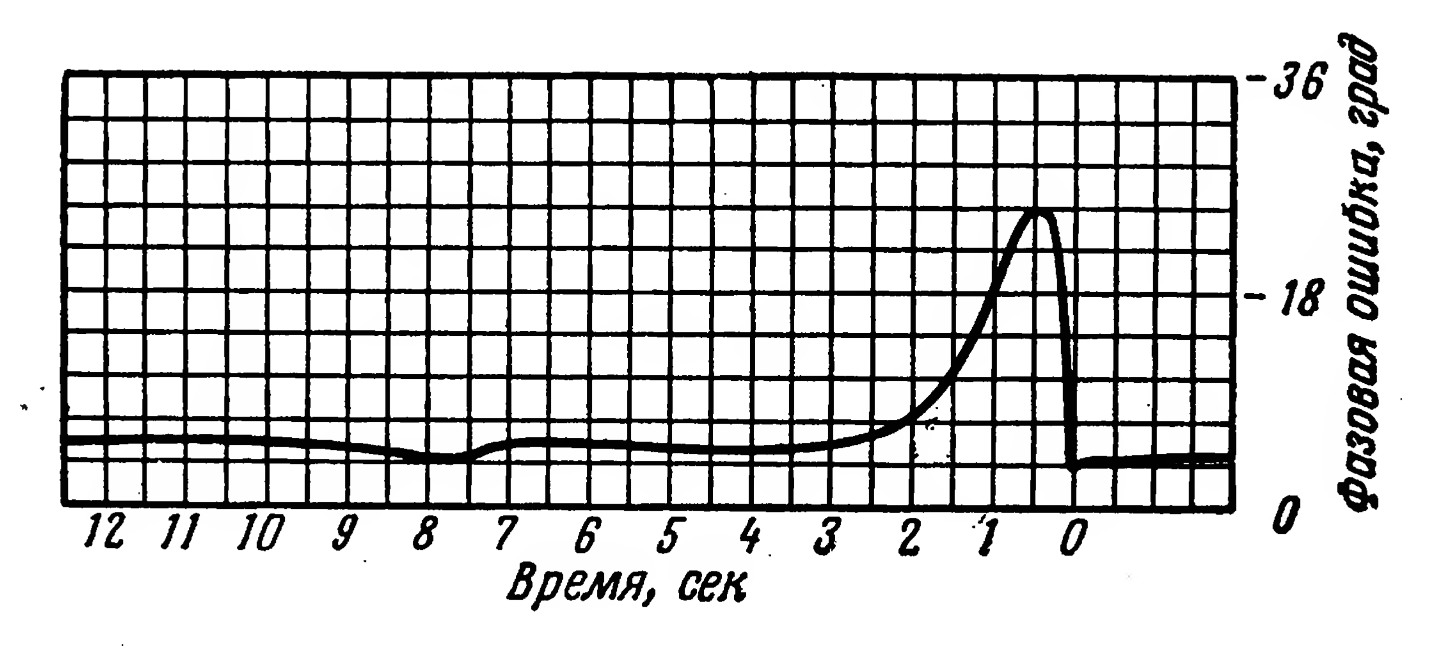
На фиг. 3 показана реакция фильтра на ступенчатую функцию изменения частоты f от 0 до 5 *гц* при номинальной ширине полосы пропускания 5 *гц*.

Заметим, что после начального переходного процесса сигнал ошибки снижается до величины (соответствующей фазовой ошибке слежения), равной $\sim 5°$. Как показано в работе [2], полоса пропускания фильтра определяется по формуле

$$B = 1{,}38 \sqrt{\frac{\dot{f}}{E}}, \tag{1}$$

где B — ширина полосы пропускания, *гц*; E — максимальное значение фазы переходного процесса, *рад*; $\dot{f}$ — амплитудное значение ступенчатой функции, *гц*.

Пользуясь фиг. 3, можно рассчитать действительную ширину полосы пропускания, которая оказывается равной 4,4 *гц*. Таким способом проводится окончательная калибровка фильтра.



Фиг. 3. Результаты измерения фазовой ошибки переходного процесса во времени.

Улучшение отношения сигнал/шум зависит от отношения полосы пропускания следящего фильтра к полосе пропускания на его входе. Амплитуда шумового напряжения на входе фильтра преобразуется в случайные изменения фазы на его выходе. В работе [2] показано, что

$$\left(\frac{N}{S}\right)_0 = \sqrt{2}\,\theta_0,$$

где θ_0 — среднеквадратичное отклонение фазы выходного сигнала, *рад*. Для заданного, максимально возможного отклонения фазы максимально допустимое значение отношения сигнал/шум на входе фильтра определяется формулой

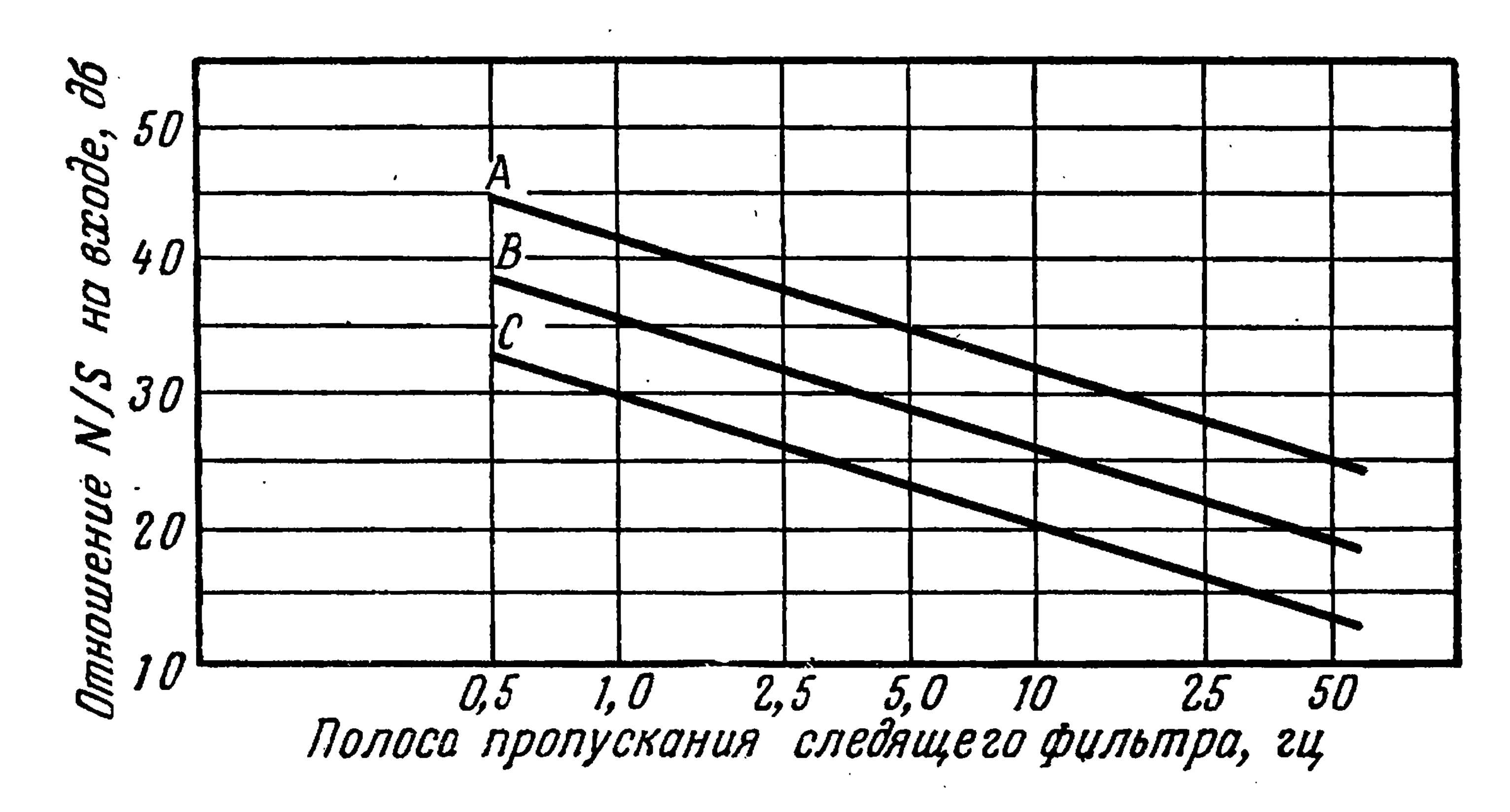
$$\left(\frac{N}{S}\right)_i = \sqrt{2}\,\theta_0 \sqrt{\frac{B_i}{B_0}}. \tag{2}$$

Как показывают экспериментальные данные, величина $\theta_0 = {}^1/_2$ *рад* является максимальным фазовым отклонением, при кото-

ром обеспечивается непрерывное слежение без сбоев синхронизации фильтра, и соответствует выходному отношению сигнал/шум, равному 6 *дб*.

На фиг. 4 представлена зависимость $(N/S)_i$ от ширины полосы пропускания фильтра для θ_0, равного 1, $^1/_2$ и $^1/_4$ *рад*.

Из различных источников радиопомех при работе с космическими объектами наиболее существенными являются внутренние шумы приемника и космические шумы. Предполагается, что промышленные помехи с помощью соответствующего выбора местоположения приемной станции и принятых технических мер могут быть сделаны достаточно малыми.



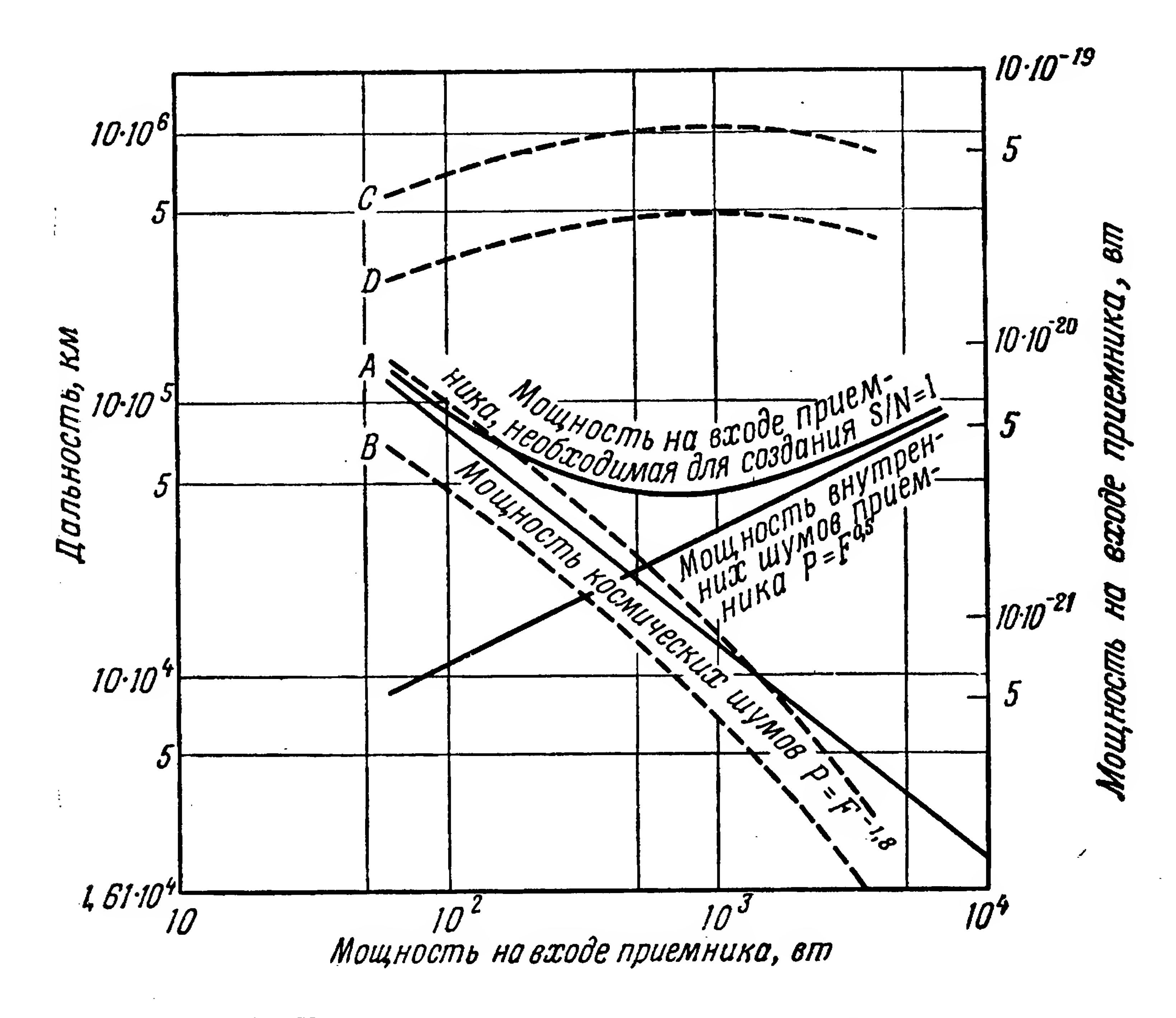
Фиг. 4. Улучшение отношения сигнал/шум, даваемое следящим фильтром.

A — расчетное значение при $S/N = 1$ на выходе (флуктуация фазы 1 *рад*) — 0 *дб* $(S/N)_0$; *B* — измеренное максимальное значение N/S на входе при синхронизации —6 *дб* $(S/N)_0$; *C* — измеренное максимальное значение N/S на входе при 12 *дб* на выходе $(S/N)_0$.

В допплеровской системе значение частоты Допплера f_d и относительное изменение частоты $\dot{f}_d$ пропорциональны значению несущей частоты f_c. Выражение (1) показывает, что для синхронизации фильтра необходимо обеспечить полосу пропускания фильтра, пропорциональную корню квадратному из $\dot{f}_d$. Если предположить коэффициент шума приемника постоянным, то мощность шумов на выходе возрастает пропорционально корню квадратному из значения несущей частоты. Выходные шумы приемника, обусловленные влиянием галактики, зависят от частоты, как $f^{-1,8}$. На фиг. 5 даны величины внутренних шумов приемника и галактических шумов в зависимости от входной частоты приемника. На этом же графике указана необходимая мощность принимаемого сигнала, обеспечивающая на выходе отношение сигнал/шум, равное 0 *дб*, и приведены ва возможных случая работы системы ДОПЛОК. Необходимые для

расчета значения параметров выбирались с учетом современного состояния техники.

В первом примере предполагается антенна с постоянным и сравнительно малым коэффициентом направленности. Для низколетящих спутников, когда угловые скорости спутника относительно координат приемной станции велики, применение следящих антенн не всегда практикуется, а используются всенаправленные антенны. Так как ширина диаграммы направленности определяет длительность наблюдения сигнала, а следовательно, и время усреднения



Фиг. 5. Шумы, мощность сигнала на входе приемника и дальность действия в зависимости от частоты

A — дальность для $(S/N)_0=0$ *дб*; *B* — дальность для $(S/N)_0=12$ *дб*; *C* — дальность для $(S/N)_0=0$ *дб*; *D* — дальность для $(S/N)_0=12$ *дб*. Предполагаемые параметры системы: коэффициент усиления антенны для *A* и *B* — 10 *дб*, для *C* и *D* — $G=2\pi A/\lambda^2$; фактор шума приемника 2 *дб*; температура космических шумов 2320° К на 108 *Мгц*; полоса пропускания $\backsim \sqrt{F}$,3 *гц* на 108 *Мгц*; мощность передатчика 100 *мвт*.

при измерении частоты, то существует предел сужения диаграммы направленности, при котором еще обеспечивается необходимая точность определения частоты (6).

Во втором примере предполагается постоянным раскрыв антенны, причем с повышением частоты ее коэффициент усиления возра-

стает. Такие антенны применяются для работ с космическими объектами, угловые скорости перемещения которых малы, а время наблюдения достаточно велико, что позволяет успешно использовать для наведения остронаправленные антенны. В таких случаях коэффициент усиления антенны ограничивается только допустимыми размерами антенной конструкции. В приведенном примере предполагается параболическая антенна диаметром 30 *м*.

Как видно из фиг. 5, для достижения максимальной дальности необходимо, чтобы антенны допплеровской системы, имеющие заданный максимальный коэффициент усиления, работали на самой низкой частоте, на которой ионосферные ошибки еще не превышают допустимой величины. С другой стороны, антенные системы с фиксированными максимальными размерами обеспечивают предельную дальность на частотах $\sim$ 900 *Мгц*.

Диапазон частот

Частоты, используемые для связи и контроля траекторий космических объектов, лежат в диапазоне 20—1000 *Мгц*. В общем случае для каждого конкретного искусственного спутника Земли или космического объекта используются различные частоты. Система ДОПЛОК сохраняет свои основные характеристики в диапазоне частот 55—970 *Мгц*. Этим она отличается от других частотных систем или систем с фазовой автоподстройкой, в которых весь приемник охвачен цепью обратной связи и где, следовательно, необходима тщательная регулировка для обеспечения оптимальной передаточной функции при каждом значительном изменении частоты.

Автоматическая синхронизация

Обычно допплеровские частоты, полученные в результате слежения за спутником на несущей, равной 108 *Мгц*, лежат в диапазоне 2—14 *кгц*. Для обнаружения сигнала, скрытого в шумах, отслеживания этого сигнала в заданном диапазоне частот и настройки следящего фильтра на частоту синхронизации с точностью до фазы сигнала необходима специальная аппаратура. При медленных изменениях частоты Допплера все эти операции могут быть осуществлены при участии оператора. При быстрых изменениях необходимо применение быстродействующих автоматических методов. Для выполнения этих операций успешно использовали гребенчатый частотный фильтр. Выбранные узкие полосы частот (1—50 *гц*), перекрывающие весь диапазон 2—14 *кгц*, периодически проверяются на наличие сигнала. Когда сигнал появляется в одном из таких узкополосных фильтров, генератор следящего фильтра, управляемый напряжением, перестраивается на частоту этого узкополосного фильтра и синхронизируется сигналом. В существую-

щей модели имелось 120 узкополосных фильтров, опрашиваемых за 1,2 *сек*. Большинство допплеровских сигналов может быть обнаружено за несколько циклов сканирования. Новейшая система автоматической синхронизации позволяет опрашивать 1200 узкополосных диапазонов, занимающих интервал 2—14 *кгц*, в течение 0,1 *сек*. Такая система гарантирует автоматическую синхронизацию следящего фильтра на любой частоте, лежащей в рабочем диапазоне гребенчатого фильтра.

Измерение частоты

В допплеровских системах основным является измерение частоты, и точность этого измерения служит главным показателем качества системы. Ожидаемая ошибка при измерении частоты следящим фильтром может быть рассчитана из выражений, определяющих флуктуации фазы выходного напряжения. Отношение сигнал/шум по напряжению на входе и выходе связывается следующим соотношением:

$$\left(\frac{N}{S}\right)_i = \left(\frac{N}{S}\right)_0 \sqrt{\frac{B_i}{B_0}}\,. \tag{3}$$

После подстановки в уравнение (2) получим

$$\theta_0 = \frac{1}{\sqrt{2}\,(S/N)_0}\,. \tag{4}$$

Величина θ_0 является среднеквадратичным отклонением фазы на выходе фильтра и соответствует возможной ошибке при измерении фазы в течение некоторого интервала T_i, за который усредняется значение частоты f. Если общее изменение фазы сигнала за интервал T_i равно $\varphi = 2\pi f T_i$, то среднеквадратичная ошибка измерения частоты будет

$$\Delta f = \frac{\sqrt{2}\,\theta_0}{\varphi}\cdot f. \tag{5}$$

Подставляя выражения для θ и φ, получаем

$$\Delta f = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2}\,(S/N)_0}\cdot\frac{1}{2\pi f T_i}\cdot f = \frac{1}{2\pi T_i\,(S/N)_0}\,. \tag{6}$$

Для типичного времени интегрирования 0,5 *сек* и отношения сигнал/шум на выходе, равного 12 *дб*, среднеквадратичная ошибка в определении частоты будет $\Delta f = 0{,}08$ *гц*. Для подтверждения справедливости выражения (6) проводились специальные эксперименты, причем среднее значение константы $^1/_2\,\pi$ для четырех отношений сигнал/шум при $f = 10$ *кгц*, $B = 10$ *гц* и $T_i = 0{,}1$ *сек* было равно 0,157. Теоретическое значение этой же величины равно $^1/_2\,\pi = 0{,}159$, т. е. расхождение составляет $\sim 1\%$. Эта предварительная оценка показывает, что результаты измерений частоты могут быть очень близки к теоретическим.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ СИСТЕМЫ ДОПЛОК

Данные нескольких сотен сеансов работы на частоте 108 *Мгц* показывают, что максимальное значение случайных отклонений отдельных частотных измерений не превышает 2,5 *гц*. Поскольку известно, что приемная система и оборудование при измерении частоты сигнала в шумах дают ошибку значительно меньше наблюдаемого рассеяния, по-видимому, можно сделать заключение, что это рассеяние обусловлено влиянием среды, в которой происходит распространение радиоволн. Несомненно, что ионосфера является наиболее вероятным источником ошибок, хотя фазовые возмущения, обусловленные вращением спутника, также вносят свою составляющую в общую фазовую ошибку.

Система ДОПЛОК широко использовалась для слежения за космическими объектами. Начиная с запуска первого в США искусственного спутника Земли, она обеспечивала получение точной информации о скорости на отдельных участках траекторий для большинства запущенных космических объектов. Обладая высокой чувствительностью ($2\cdot 10^{-20}$ *вт*, — 197 *дб* от уровня 1 *вт* или 0,001 *мкв* на входном сопротивлении 50 *ом* при полосе пропускания 1 *гц*), система ДОПЛОК обеспечивает прием сигналов с очень низким уровнем, что позволяет использовать обычные антенны с малым коэффициентом усиления, допускающие слежение в пределах радиогоризонта на дальностях $>$ 40 000 *км*. Ее характеристики в основном обеспечиваются удачной конструкцией и высокой стабильностью следящих фазовых фильтров, которые в соответствии с информацией, содержащейся в сигнале, для получения максимального отношения сигнал /шум необходимо регулировать по ширине полосы пропускания в пределах выбранного диапазона 1—50 *гц*.

Цифровая информация в реальном времени, полученная в течение начальной фазы полета, вместе с контрольными данными передающей системы поступает по телеграфу в вычислительный центр для расчета параметров при выходе объекта на орбиту. Параметры, полученные при прохождении спутника над станцией в пределах прямой видимости, обычно используются в вычислительном центре для уточнения ранее определенных параметров орбиты.

Допплеровские данные, полученные при одноразовом прохождении спутника над двумя станциями, можно использовать для определения всех параметров орбиты. Разработан метод, позволяющий рассчитать орбиту по данным, даваемым одной допплеровской станцией [3]. Испытания этого метода, проводившиеся с использованием имитированных сигналов, не искаженных помехами, показали возможность определения параметров орбиты с помощью быстродействующей счетной машины за несколько минут.

Основное условие успешного определения орбит заключается в получении результатов измерения с малыми значениями случай-

ных и систематических ошибок. При определении параметров обычных орбит наибольшее значение имеет величина скорости, особенно если измерению подвергается небольшой участок орбиты.

Допплеровские системы имеют ряд преимуществ по сравнению с другими системами, измеряющими координаты и определяющими составляющую скорости с помощью независимых измерений, производимых с различных точек.

Поскольку система ДОПЛОК обеспечивает высокую разрешающую способность и точность при определении скоростей, она является лучшей среди систем, предназначенных для измерения параметров орбит спутников. Кроме того, система ДОПЛОК обладает узкой полосой и при прочих равных условиях имеет наибольшую дальность действия.

Для создаваемых в настоящее время новых более сложных систем исследуется и разрабатывается аппаратура с когерентными ответчиками. Несмотря на технические достижения в этой области, допплеровские системы продолжают оставаться основными системами, обеспечивающими получение информации о траекториях космических объектов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Richard V. W., «The DOPLOC Tracking Filter», Ballistic Res. Lab., Aberdeen Proving Ground, Md., BRL Rept. № 1173, Oktober 1958.
2. Katz L., Honey R., «Phase-lock Tracking Filter», Interstate Engineering Co., Anaheim, Calif., Final Engrg. Rept. for the Ballistic Res. Labs., May 22, 1957.
3. Patton R. B., Jr., «Orbit Determination from Single Pass Doppler Observations», *IRE Trans. on Milit. Electr.*, MIL-4 (2—3), (April —July 1960); перевод с английского, см. книгу «Управление полетом космических аппаратов», 389—407, ИЛ, 1963.

СИСТЕМА ДЛЯ ТРАЕКТОРНЫХ И ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ ТРИКОТ[1])

Гамб

В настоящей статье описывается совмещенная электронная система, способная выполнять функции: ответчика с кодированным ответом, системы контроля траектории, командной приемной системы и телеметрической аппаратуры. Основными ее частями являются супергетеродинный приемник и импульсный передатчик с выходной мощностью 1 *квт*. Разделение функций обеспечивается кодированием и декодированием сигнала в видеоцепях системы. Бортовое устройство занимает ~ 5 *дм*^{3}.

ВВЕДЕНИЕ

Многоцелевая совмещенная электронная система ТРИКОТ [2]) предназначена для выполнения следующих функций: контроля траектории, опознавания, командного управления и телеметрии. Система состоит из супергетеродинного приемника, импульсного передатчика и необходимых кодирующих и декодирующих устройств.

Создание совмещенной системы, выполняющей все эти функции, началось с разработки радиолокационного ответчика, способного работать по трехимпульсному радиолокационному сигналу. При этом установлено, что радиолокационный сигнал можно использовать для передачи командной информации, а блок декодирующего устройства — для выполнения командных функций. С помощью соответствующего кодирования ответного импульса можно также передавать телеметрическую информацию и приспособить ответчик к выполнению других функций системы. Последующие работы подтвердили такое расширение оперативных возможностей системы.

БЛОКИ ПРИЕМНИКА

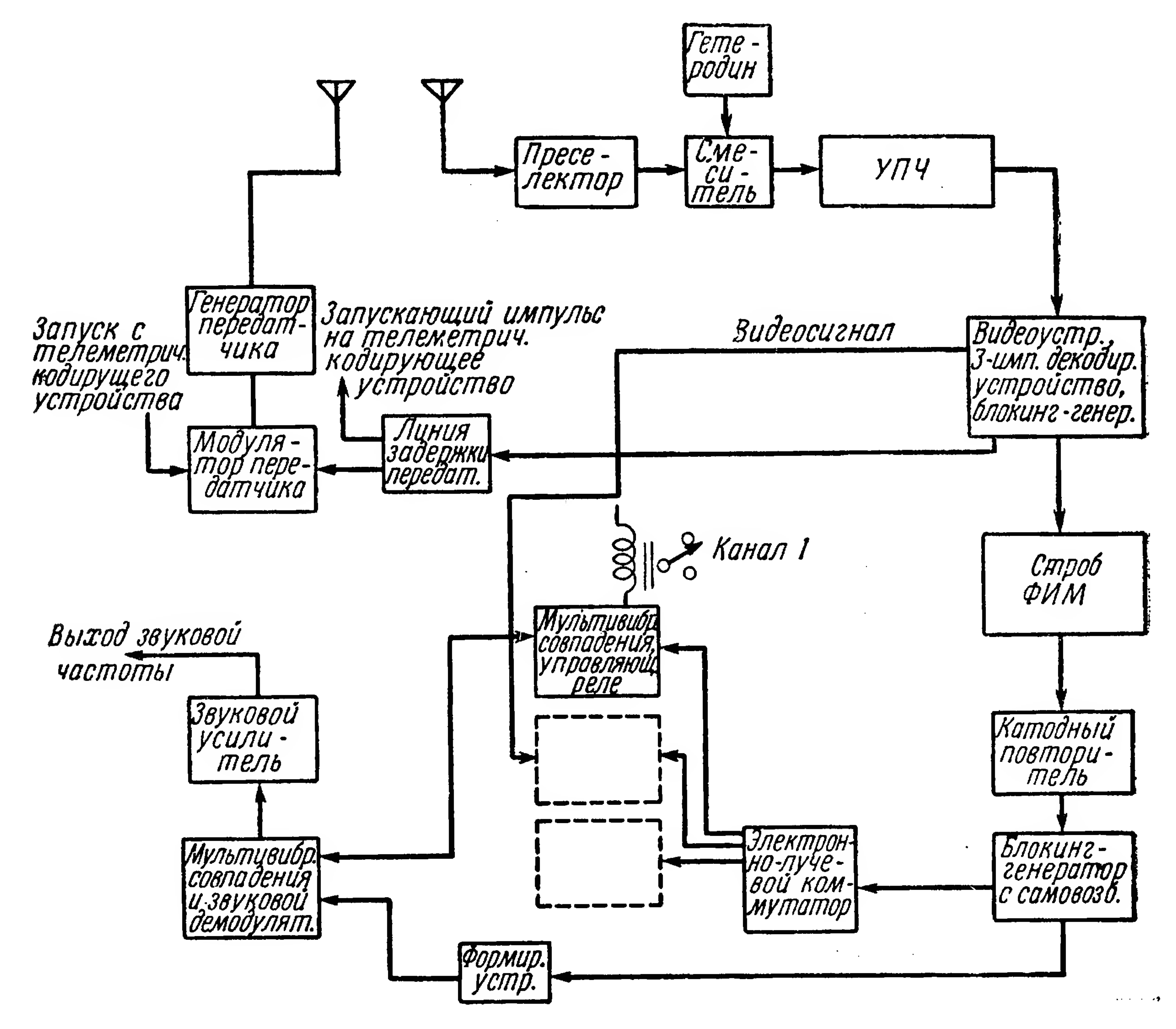
Основными частями системы ТРИКОТ (фиг. 1), работающей в диапазоне $\sim 5{,}7$—19,35 *см*, являются супергетеродинный приемник и импульсный передатчик. Высокочастотная часть радиоприемника содержит преселектор, состоящий из трех настраиваемых объемных резонаторов, кристаллический смеситель и гетеродин, выполненный в виде генератора на карандашном триоде с объемным

---

[1]) Gumb D. F., *IRE National Convention Record*, pt. 5, 136—142 (1959).

[2]) TRICOT — Tracking, Identification, Command Guidance and Telemetry.

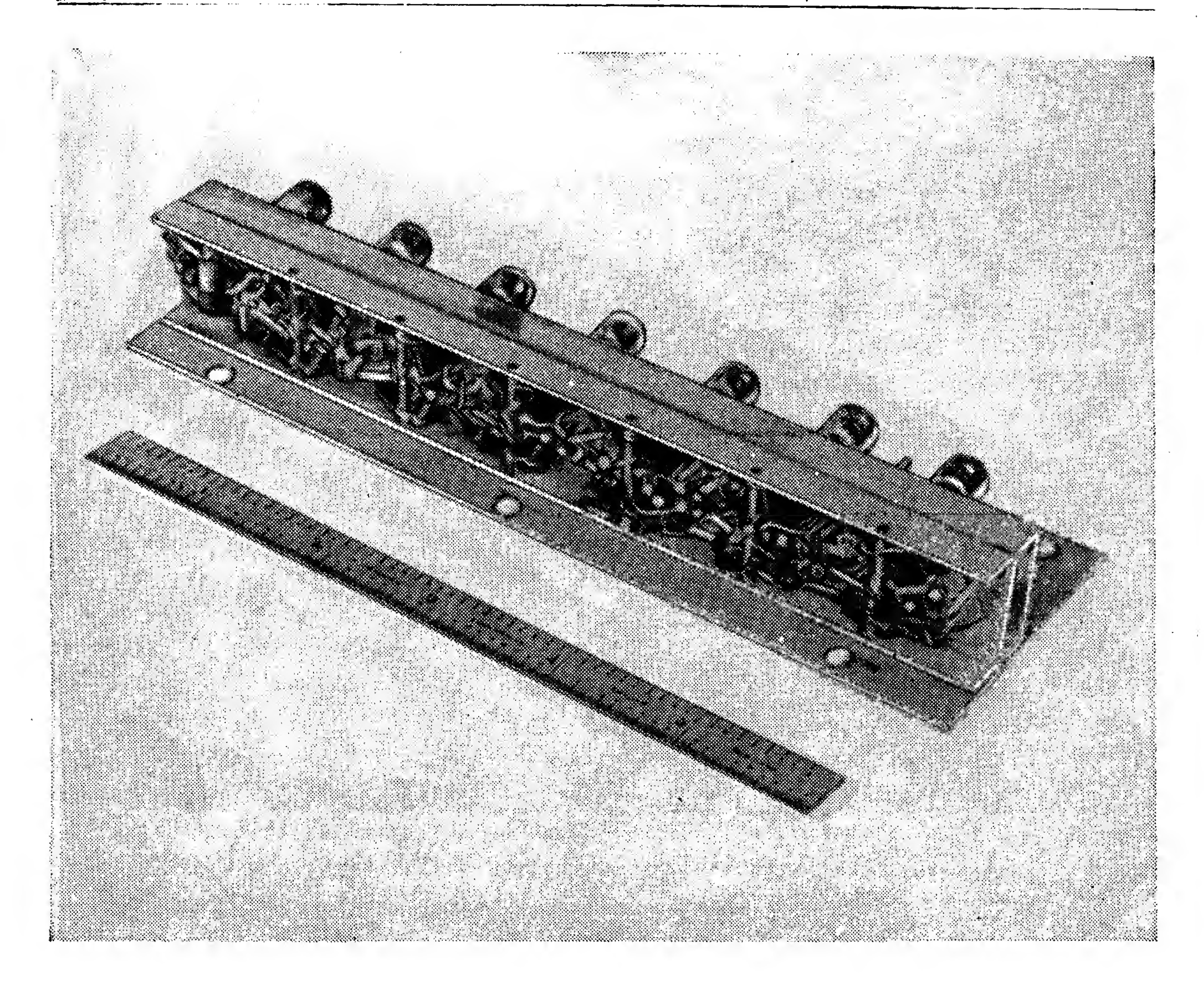
контуром. Необходимая степень предварительной селекции по высокой частоте определяется требованиями всей системы и эксплуатационными соображениями. Если в системе используется кодированный запрос, то аппаратура не подвергается воздействию мешающих сигналов даже при минимальной избирательности высокочастотных цепей приемника. При этом усилители промежуточной



Фиг. 1. Блок-схема системы ТРИКОТ.

и видеочастот должны обладать достаточным динамическим диапазоном, чтобы пропускать максимально возможные значения сигнала и помех. В существующей аппаратуре используется преселектор с шириной полосы пропускания ~ 10 *Мгц* (по уровню 3 *дб*) и затуханием в полосе пропускания ~ 2 *дб*.

В блоке преобразователя используется кристаллический смеситель типа 1N23C. Напряжение гетеродина подается на смеситель с помощью регулируемой емкостной связи в объемном резонаторе генератора. Гетеродин выполнен на коаксиальных линиях с использованием карандашного триода типа 5876. Усилитель промежуточной частоты состоит из 6 каскадов усиления с контурами на 3 разнесенных частотах и катодным повторителем на выходе. Полоса пропускания на уровне 3 *дб* обеспечивается с помощью настройки кон-



Фиг. 2. Усилитель промежуточной частоты.

туров на частоты 8—15 *Мгц*, при этом номинальный коэффициент усиления составляет ~ 90 *дб*. Общий вид усилителя, собранного на шасси 18 × 2 × 2 *см*, представлен на фиг. 2.

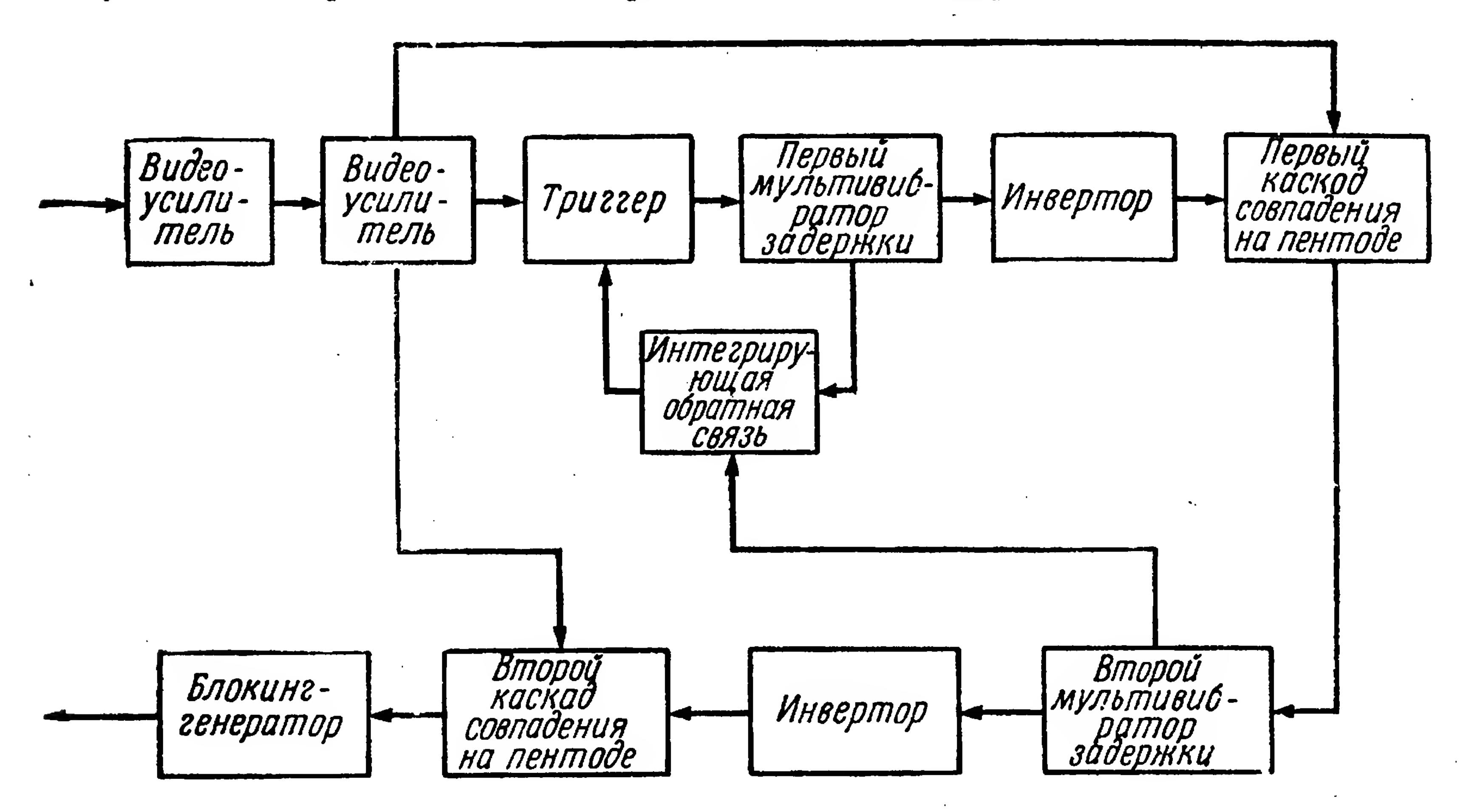
ДЕКОДИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО

Имеющийся опыт указывает на необходимость применения в ответчиках контроля траектории устройств для декодирования запросных сигналов. Случайные срабатывания, возникающие в результате высокого уровня радиолокационных сигналов других станций и различных внешних помех, при отсутствии кодирования могут сделать систему неработоспособной. Кроме того, кодирование запросного сигнала может также использоваться для опознавания, так как ответчик не будет отвечать на неправильно закодированный запросный сигнал.

Очень часто применяются коды, состоящие из импульсов длительностью 0,2—1,0 *мксек* с расстоянием между ними от 0,5 до 20—30 *мксек*. Число импульсов в запросном коде может быть 1, 2, 3

и более в зависимости от применений и возможностей наземной и бортовой радиолокационной аппаратуры.

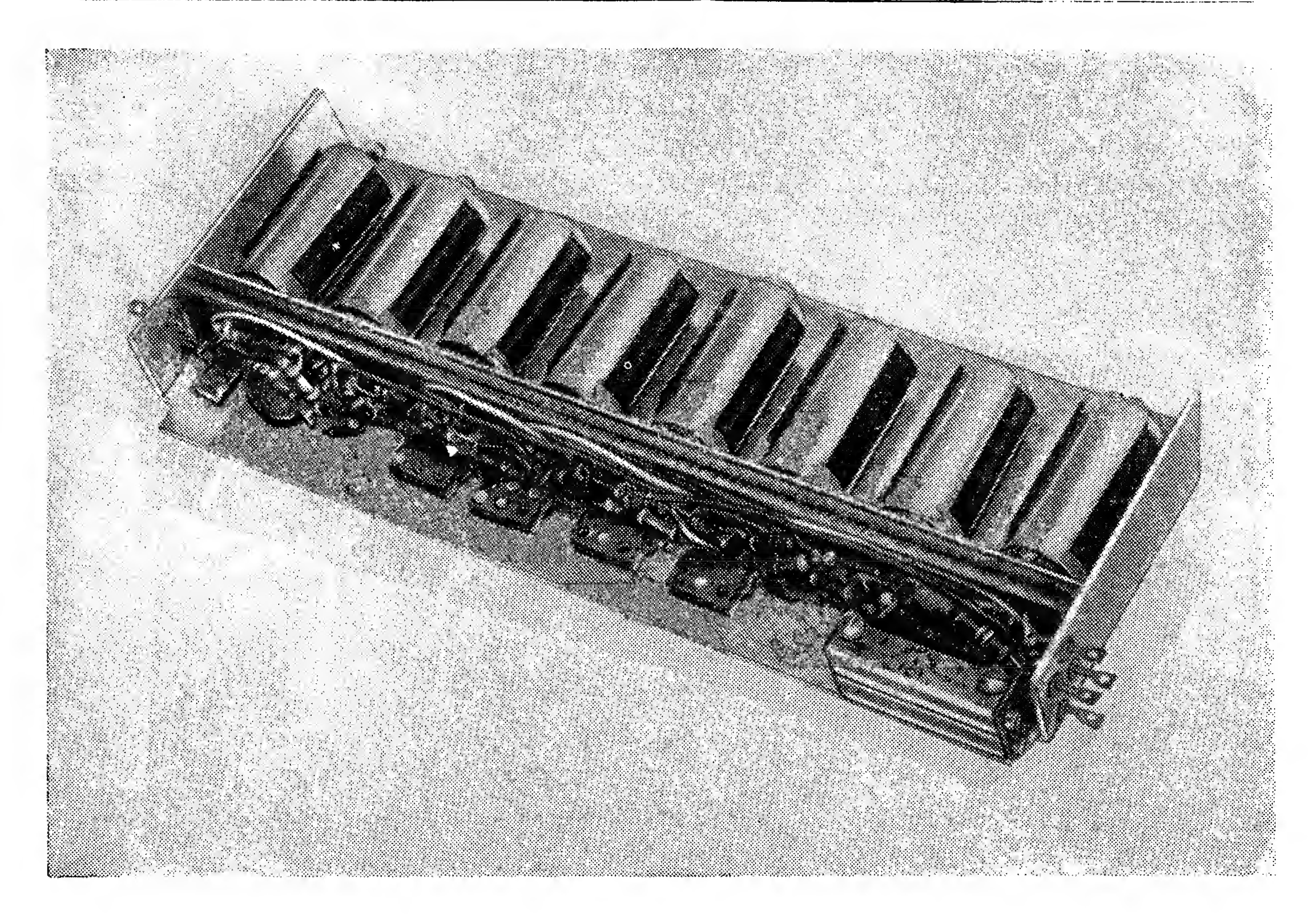
В одном из разработанных декодирующих устройств используется принцип совпадения незадержанного импульса с отраженным импульсом, прошедшим через линию задержки с замедлением,



Фиг. 3. Блок-схема декодирующего устройства.

не превышающим 3—4 *мксек*. В этом случае для каждого кодового расстояния необходима своя линия задержки. Обычно декодирующее устройство, построенное на линиях задержки, является чувствительным прибором, требующим высокой стабильности расстановки импульсов в запросном сигнале. Каскад совпадения работает на пентоде, причем импульс на его выходе получается только при одновременной подаче напряжений на управляющую и антидинатронную сетки. Такое устройство оказывается менее чувствительным к случайным сочетаниям помех, чем декодирующие устройства порогового типа.

При больших расстояниях между импульсами обычно применяется декодирующее устройство мультивибраторного типа. В этом случае задержка определяется длительностью импульса мультивибратора. Однако в связи с применением мультивибраторов возникают специфические трудности по защите первого мультивибратора от запуска шумовым напряжением и от повторного запуска его вторым или третьим импульсом при трехимпульсном коде. Очевидно, в этих условиях возможности применения подобных устройств снижаются вследствие появления неустойчивого декодирования. Устройства, которые используются для защиты от ложных срабатываний, включают в себя каскады с большим временем восстановления (на 100—200 *мксек* больше времени восстановления мульти-



Фиг. 4. Декодирующее устройство.

вибратора). Это ограничивает общее время восстановления такой системы.

Проблема неустойчивого запуска разрешается в специально разработанных схемах декодирующих устройств. Такое устройство, блок-схема которого приведена на фиг. 3, способно декодировать 1-, 2- и 3-импульсный код. При этом требуемый интервал декодирования устанавливается при помощи потенциометра. Два каскада усиления создают широкий динамический диапазон и устойчивое восстановление. Два мультивибратора с переменной длительностью задержки и два каскада совпадения обеспечивают декодирование.

Для защиты мультивибратора от повторного срабатывания в течение 2 *мксек* после окончания времени задержки, определяемой длительностью импульса мультивибратора, в сеточную цепь первого мультивибратора включена задерживающая цепочка. Таким образом, шумовые импульсы или второй импульс кода не могут изменять длительность импульса мультивибратора или быть причиной случайного срабатывания декодирующего устройства. В случае использования 3-импульсного кода задерживающая цепочка защищает первый мультивибратор в течение времени, равного сумме задержек между первым и вторым, вторым и третьим импульсами плюс 2 *мксек*.

Преимущества подобных устройств следующие:

1. Декодирующее устройство готово для приема новых импульсных групп спустя 2 *мксек* после приема предшествующей группы.

2. Первый мультивибратор не может быть запущен шумовыми выбросами или другими импульсами кодовой группы.

3. Время восстановления импульсной группы ограничено только временем восстановления оконечного блокинг-генератора.

На фиг. 4 представлены шасси декодирующего устройства, имеющего размеры 18 × 6 × 2 *см.*

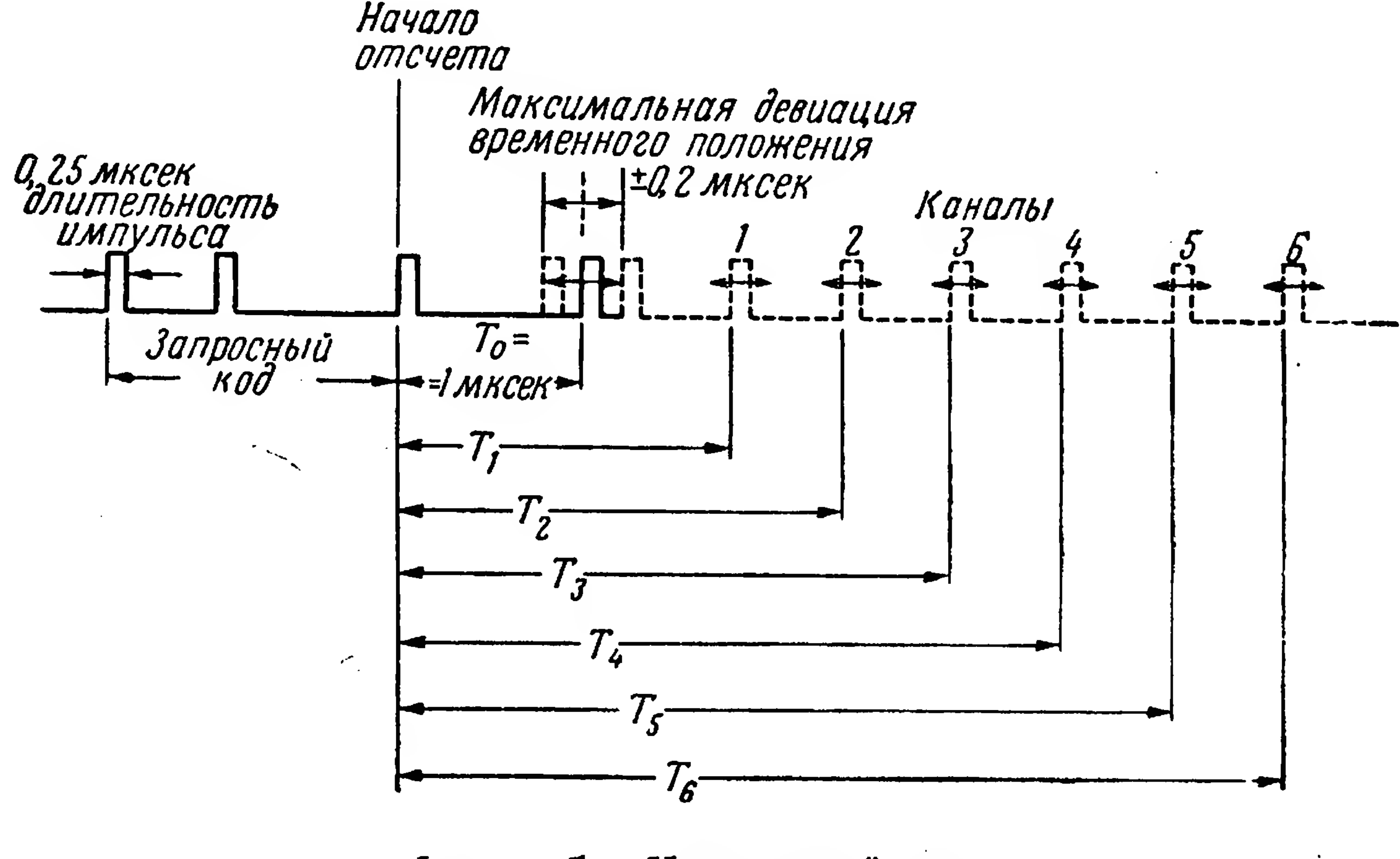
ПЕРЕДАЧА КОМАНД

Передача команд выполняется посредством наложения командной информации на запросный сигнал. Первый способ состоит в том, что один или несколько импульсов основной запросной группы модулируются по времени относительно фиксированного положения. Однако подобная система нежелательна, так как при этом диапазон декодирования должен быть расширен с учетом максимально возможного отклонения, что соответственно снижает степень зашифрованности запроса. Другой способ состоит в добавлении 1—2 дополнительных импульсов к основному запросному коду и передачи командной информации с помощью этих импульсов. В этом случае положение импульса во времени относительно фиксированного значения определяет команду, которую необходимо выполнить. Возможно также использование импульсной кодовой группы, где число импульсов определяет требуемую команду. Недостатком этого способа является уменьшение скважности импульсов наземной системы.

Для передачи команд можно использовать изменения длительности (ширины) импульса. Однако и в этом случае скважность уменьшается; кроме того, этот тип модуляции трудновыполним. В другом варианте, который с успехом использовался в прошлом, применяется фазово-импульсная модуляция звуковыми частотами, в которой положение командного импульса относительно заданного фиксированного положения изменяется на заданную величину. Конечно, возможны и различные комбинации описанных методов. Однако можно утверждать, что системы, построенные по принципу передачи команд посредством фазово-импульсной модуляции и модуляции положением импульсов, являются наиболее приемлемыми для радиолокационных систем сопровождения. В таких системах скважность наземного передатчика при передаче различных кодов не изменяется, и поэтому наземную систему легче приспособить к этим видам модуляции, чем к модуляции импульсным кодом или длительностью импульса. Следовательно, для обеспечения большей гибкости и бóльших возможностей управления командная система

должна быть рассчитана на использование фазово-импульсной модуляции, наложенной на модуляцию положением.

Для передачи всей информации к 3-импульсному запросному коду должен быть добавлен только один (четвертый) импульс. Такой командный код представлен на фиг. 5, где показано 7 возможных положений четвертого импульса. Первое положение, отстоящее от переднего фронта последнего импульса запросной кодовой группы на расстояние, равное 1 *мксек*, рассматривается как положение покоя. Четвертый импульс, нормально присутствующий в этом положении, не несет командной информации, но позволяет демодулировать информацию, передаваемую звуковой частотой



Фиг. 5. Командный код.

в виде фазово-импульсной модуляции. Каждое из 6 остальных положений импульса соответствует передаче командной информации типа «включено — выключено». Можно показать, что если допускается использование большего числа командных импульсов, то можно получить и большее количество команд путем образования сочетаний из двух или нескольких импульсов. Действительно, если используются два импульса с 6 возможными положениями, этого достаточно для передачи 21 команды.

Фазово-импульсная модуляция осуществляется изменением положения четвертого импульса. Максимальная величина отклонения составляет ± 0,2 *мксек* и осуществляется с частотами от 50 до 250 *гц*. Разработаны схемы для демодуляции трех одновременно передаваемых звуковых тонов и обеспечения звуковых выходов при использовании фазово-импульсной модуляции.

Детальная блок-схема командно-демодуляторного устройства представлена на фиг. 1. Выходной сигнал декодирующего устрой-

ства задерживается на время задержки первого импульса относительно последнего импульса кода (T_0 на фиг. 5). Этот задержанный импульс используется для запуска временно́го строба, который подается в момент возможного появления четвертого импульса сигнала. Временно́й строб позволяет 1-микросекундным импульсам блокинг-генератора с самовозбуждением появляться в течение 7 периодов, образуя цепочку временны́х импульсов, в течение каждого из которых одинаково возможно появление четвертого селектируемого импульса. Отрицательные импульсы блокинг-генератора переключают электронный луч в электронно-лучевом коммутаторе последовательно на 6 мишеней. С каждой мишенью соединен мультивибратор совпадения, управляющий реле. Обмотка реле ($R = 5000$ *ом*) включена в анодную цепь нормально запертой лампы мультивибратора совпадения. Видеосигнал поступает на сетку одной из ламп мультивибратора, а отрицательный строб с соответствующей мишени электронно-лучевого коммутатора — на сетку другой лампы. Совпадение во времени положения четвертого импульса со стробом, поступающим с соответствующей мишени, определяет запуск мультивибратора, в анодной цепи которого включено реле соответствующего канала.

Постоянная времени мультивибратора обеспечивает возбуждение реле в момент совпадения в течение 20 *мсек* и обесточенное состояние после окончания совпадения в течение 5 *мсек*. Лампа мультивибратора, управляющая реле, в момент совпадения открывается на более длительное время с учетом присущего реле времени срабатывания и времени отпускания. Это время выбирается из компромиссных соображений с учетом обеспечения возможности изменения частоты повторения от 500 до 2000 *гц*. Время установления переднего фронта строба для удовлетворительного совпадения и устойчивой работы реле должно равняться 1,0 *мксек*, а зона надежного срабатывания из условий отлипания якоря реле — 0,1 *мксек*. Края строба располагаются так, чтобы при разбросе временно́го положения четвертого импульса $\pm$ 0,25 *мксек* еще сохранялись достаточно хорошие условия для совпадения и звуковой демодуляции.

Для выделения из фазово-импульсной модуляции соответствующей звуковой частоты было исследовано несколько вариантов подобного устройства. Один из них состоит в преобразовании временно́го отклонения четвертого импульса в импульс переменной длительности. Изменения энергии, содержащейся в этом импульсе, соответствуют звуковым частотам.

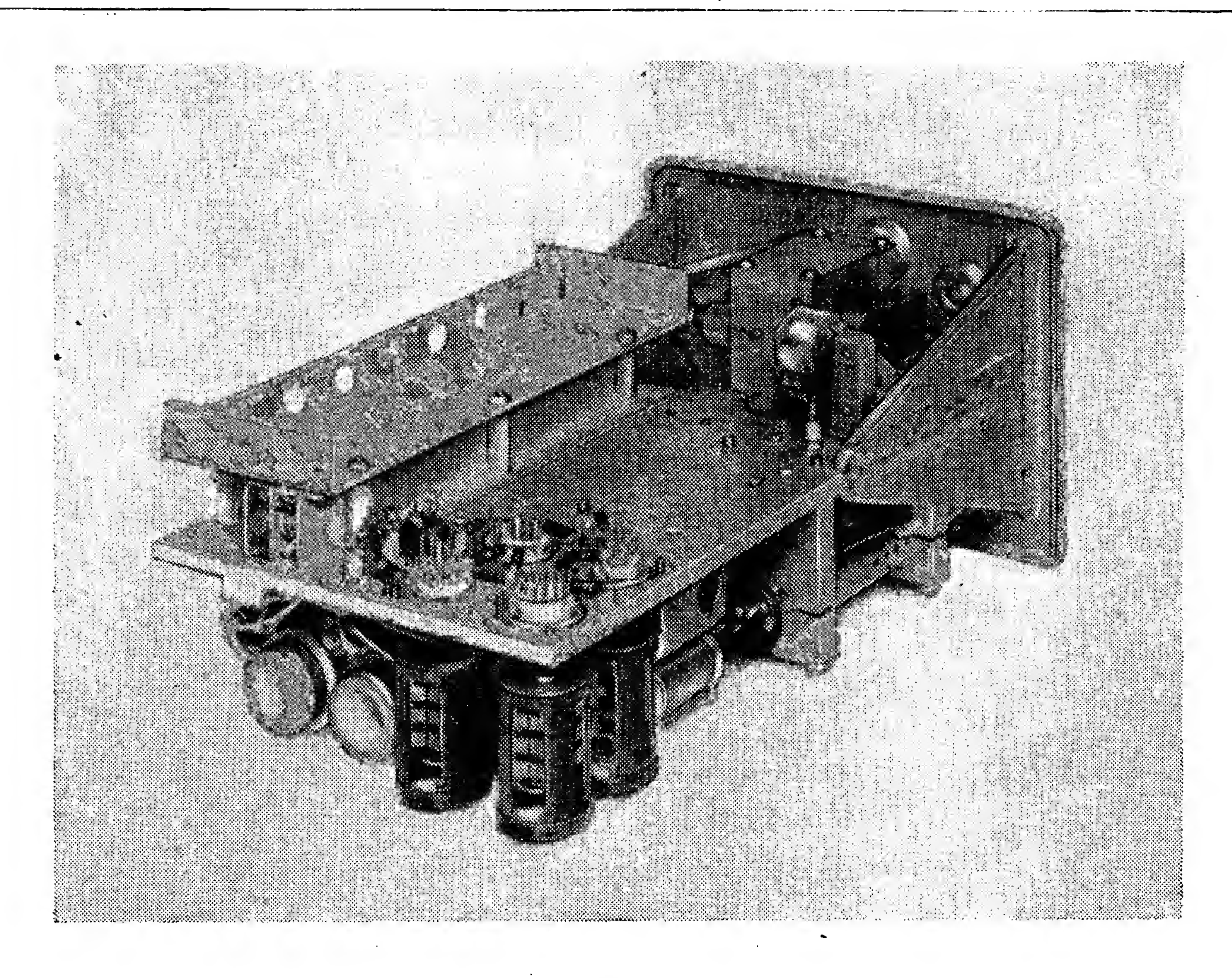
Одной из трудностей этого и большинства других методов при первоначальных испытаниях являлось получение большого выходного уровня звуковых частот в процессе демодуляции. При этом требовалось обеспечить высокое отношение сигнал/шум и получить полный размах огибающей напряжения ~ 50 *в*. Весьма

эффективной с точки зрения разрешения всех этих проблем оказалась следующая схема. Каскад совпадения для четвертого импульса, поступающего с одной из 7 возможных позиций, построен на пентоде. Стробируемый блокинг-генератор вырабатывает для командного импульса трапецеидальный строб. Емкость, шунтирующая анодную цепь пентодного каскада, заряжается до различной величины в соответствии с мгновенным положением импульса относительно трапецеидального строба. В качестве анодной нагрузки пентода, выполняющего функции каскада совпадения, включен триод. Импульс с выхода декодирующего устройства, занимающий положение, соответствующее командной информации, поступая на сетку триода, открывает его и разряжает емкость последовательными ступенями. Разряд происходит с частотой повторения импульсов и позволяет определять амплитуды последовательных импульсов, соответствующие звуковой модуляции. Напряжение на анодной емкости имеет вид ступенчатого сигнала звуковой частоты. Этот сигнал затем фильтруется, образуя выходной сигнал, соответствующий модулирующей звуковой частоте. Используя этот метод, можно осуществлять демодуляцию и получать на выходе звуковые колебания с размахом 50 *в* для трех модуляционных тонов. Самый высокий тон 250 *гц* может быть получен при частотах повторения не менее 500 *гц*.

Звуковой сигнал, полученный при демодуляции, можно использовать для передачи команд несколькими способами. Например, двойные Т-образные фильтры, настроенные на разные частоты в диапазоне 50—250 *гц*, дают выходное напряжение, которое можно использовать для команд типа «включено — выключено». Другим и, по-видимому, более желательным применением звуковой частоты является пропорциональное управление, при котором выходное постоянное напряжение линейно изменяется с изменением входной звуковой частоты. Наложением трех звуковых тонов одновременно при использовании фазово-импульсной модуляции можно получить два пропорциональных канала и один канал типа «включено — выключено».

ТЕЛЕМЕТРИЯ

Описываемая система выполняет также передачу телеметрической информации. При приеме соответствующего запросного кода ответчик выдает сигнал, обычно состоящий из одиночного импульса, синхронного с частотой повторения запросных импульсов. Телеметрическая информация может вызывать изменения основного ответного импульса или передаваться путем добавления одного или нескольких импульсов к ответному импульсу. Если используется основной ответный импульс, то информация должна



Фиг. 6. Общий вид образца аппаратуры ТРИКОТ.

передаваться в такой форме, которая не снижает точности измерения дальности. В случае добавления нескольких импульсов информация может передаваться несколькими видами модуляции: положением импульсов, частотой их повторения и кодированием. Ограничением такой системы является минимальная скважность, с которой способен работать передатчик, и возможности наземного устройства.

В рассматриваемой импульсной системе широко используется модуляция импульсов по длительности. Однако эта модуляция в ответчике, представляющем вместе с радиолокатором замкнутую систему, создает ряд специфических проблем. Изменение длительности импульса в бортовом передатчике выполняется с некоторыми затруднениями и приводит к изменению скважности. Информационная способность ограничивается максимальной и минимальной длительностями импульса радиолокатора и для получения большого числа единиц информации требуется достаточно хороший демодулятор по ширине импульсов.

Однако модуляция по длительности импульса может быть сделана более эффективной при добавлении второго импульса к сигналу ответчика таким образом, чтобы расстояние между их передними фронтами было равно длительности импульса, модулируемого по ширине. Такой способ позволит использовать минимальную

длительность импульса, соответствующую характеристикам радиолокационного приемника, и точно определять их положение (или длительность модулируемого импульса), измеряя расстояние между фронтами. Эта система приводит к уменьшению скважности передатчика вдвое, что в общем случае не является ограничением в отношении ширины полосы пропускания приемника и лимитируется только увеличением общего времени передачи информации.

Описанный способ, при котором первый передаваемый импульс используется для измерения дальности, а положение второго импульса относительно первого для передачи информации, лежит в основе системы ТРИКОТ. Из фиг. 1 видно, что импульс синхронизации поступает в кодирующее устройство телеметрии, выходной импульс которого, задержанный во времени в соответствии с передаваемым параметром, вновь поступает на модулятор. Существующее кодовое телеметрическое устройство не включено в основной комплект аппаратуры ТРИКОТ, но разработанное новое кодовое устройство, преобразующее информацию, даваемую датчиками, во временну́ю информацию, поступающую на передатчик системы ТРИКОТ, должно быть включено в комплект системы, обеспечивающий передачу информации датчиков постоянного напряжения. Одним из возможных способов, используемых в такой системе, может быть повторный запуск блокинг-генератора, являющегося предварительным каскадом модулятора, с помощью фантастронного генератора пилообразного напряжения, причем постоянное напряжение, управляющее пилой, является передаваемой информацией от датчиков постоянного тока.

КОНСТРУКТИВНОЕ ОФОРМЛЕНИЕ

Размеры и вес являются двумя важнейшими факторами, определяющими принципы конструирования бортовой аппаратуры. Конструктивно аппаратура может быть выполнена в виде цилиндрических или прямоугольных блоков и разделена на несколько отдельных узлов, или в виде отдельного моноблока, включающего приемник, передатчик и блок питания.

Аппаратура ТРИКОТ выполнена в виде прямоугольного блока объемом ~ 5 *дм*³. Фотоснимок первого образца, содержащего супергетеродинный приемник, декодирующее устройство, модулятор передатчика, 400-ваттный магнетронный генератор и блок питания, представлен на фиг. 6. В конструкции имеется свободный объем для размещения добавочных узлов, выполняющих демодуляцию команд. Дополнительный объем, необходимый для размещения телеметрического кодирующего устройства, составляет 0,66 *дм*³. Вес телеметрического кодирующего устройства и командного демодулятора составляет 1,2 *кг*.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Необходимо отметить, что система ТРИКОТ обеспечивает выполнение задач контроля траектории, опознавания и передачи командной и телеметрической информации, что является преимуществом по сравнению со многими ракетными и авиационными системами, требующими отдельных узлов для выполнения каждой из этих функций. Для многих применений надежность аппаратуры может быть повышена за счет дублирования, которое является возможным вследствие малого объема и небольшого веса системы.

Кроме этого, можно указать на следующие преимущества: в системе ТРИКОТ устанавливается один действующий блок и только один запасной, вместо четырех отдельных узлов; используется одна антенна; применяется одна общая конструкция по эксплуатации и вместе с тем сокращается объем работ по эксплуатации.

УПРАВЛЕНИЕ РАБОТОЙ ДВИГАТЕЛЯ ПРИ СТАРТЕ КОСМИЧЕСКОГО КОРАБЛЯ С ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ОРБИТЫ[1])

Зауэр

Критерий, определяющий момент включения и выключения двигателя при старте космического корабля с промежуточной орбиты, может быть установлен путем определения направления и величины вектора избыточной гиперболической скорости на приземном участке траектории. Момент запуска и момент встречи однозначно определяют направление и величину вектора избыточной гиперболической скорости. В настоящей работе описывается аналитический вывод уравнений управления и рассматривается применение этих выводов к анализу запуска межпланетного корабля в сторону Марса.

ВВЕДЕНИЕ

Полное приращение скорости космического корабля, необходимое для перехода корабля на межпланетную траекторию, достигается в течение короткого периода активного участка при полете вблизи Земли. Траектория свободного полета характеризуется тремя основными фазами:

а) полет по выходной гиперболе вблизи Земли;

б) полет по гелиоцентрическому эллипсу под влиянием поля притяжения Солнца;

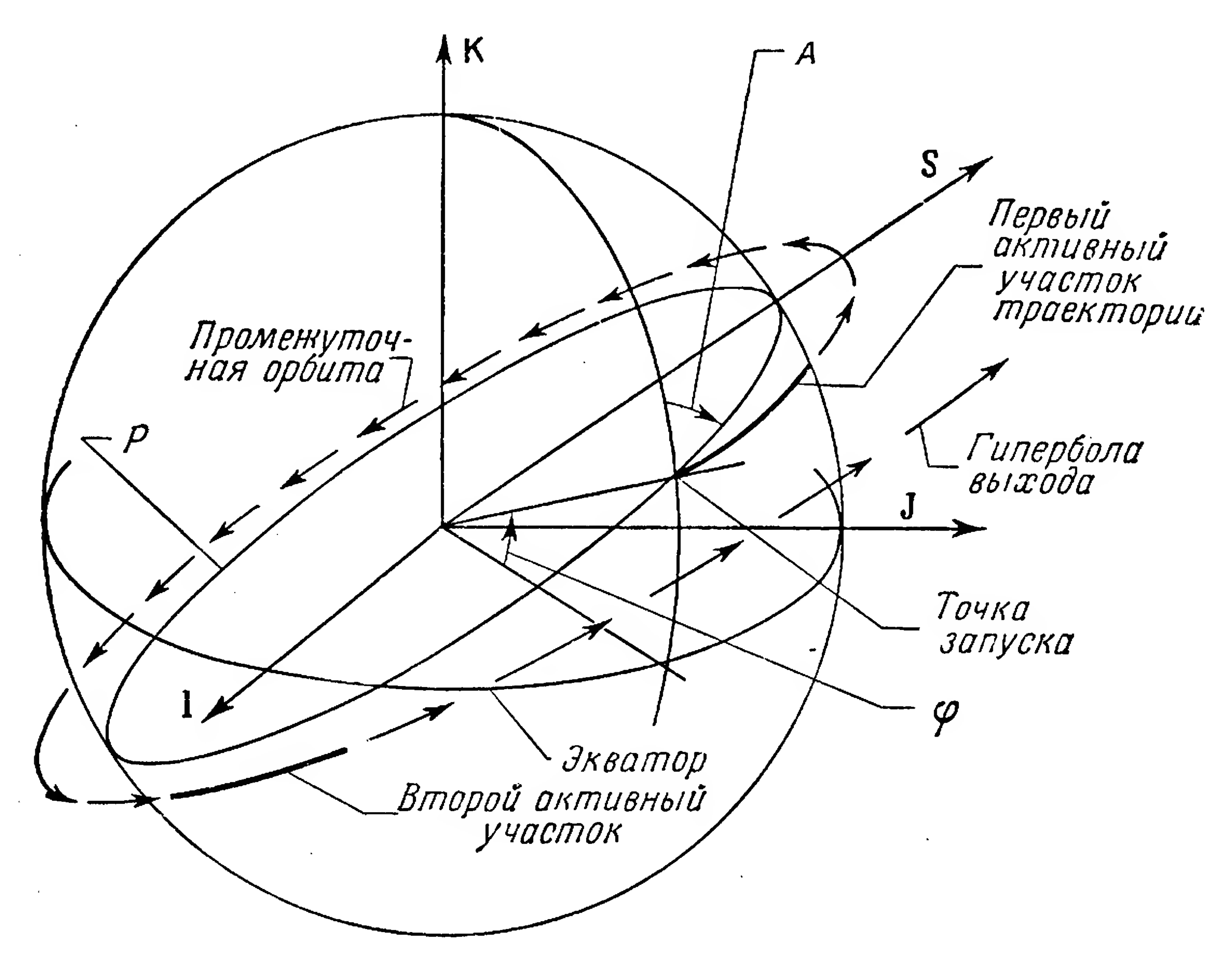
в) полет по гиперболе подхода к планете-цели, причем каждая фаза постепенно переходит в следующую [1]. Анализ условий вывода на межпланетную орбиту в первую очередь касается фазы (а), в которой параметрами, определяющими сечение конической поверхности в непосредственной близости от Земли, являются вектор избыточной гиперболической скорости и время запуска. Если время запуска и встречи определено, то тем самым однозначно определены величина и направление вектора избыточной гиперболической скорости, направленного вдоль асимптоты гиперболы выведения.

Активный участок траектории вблизи Земли лежит приблизительно в той же плоскости, что и гипербола выхода, причем эта орбитальная плоскость определяется вектором, проходящим через точку запуска в момент запуска, и вектором **S**, совпадающим с направлением выходной асимптоты гиперболы, как показано на фиг. 1 и на проекции траектории на плоскость орбиты (фиг. 2). Если не

---

[1]) S a u e r C. G., Ballistic Missile and Space Technology, III, N. Y., Lnd., 1960, p. 55—71.

имеется различных ограничений, таких, как безопасный район падения ракеты-носителя, существующее размещение измерительных пунктов траекторных и телеметрических измерений, необходимость запуска в направлении, наиболее близком к восточному, чтобы использовать преимущества, создаваемые увеличением скорости за счет скорости вращения Земли, то запуск космического

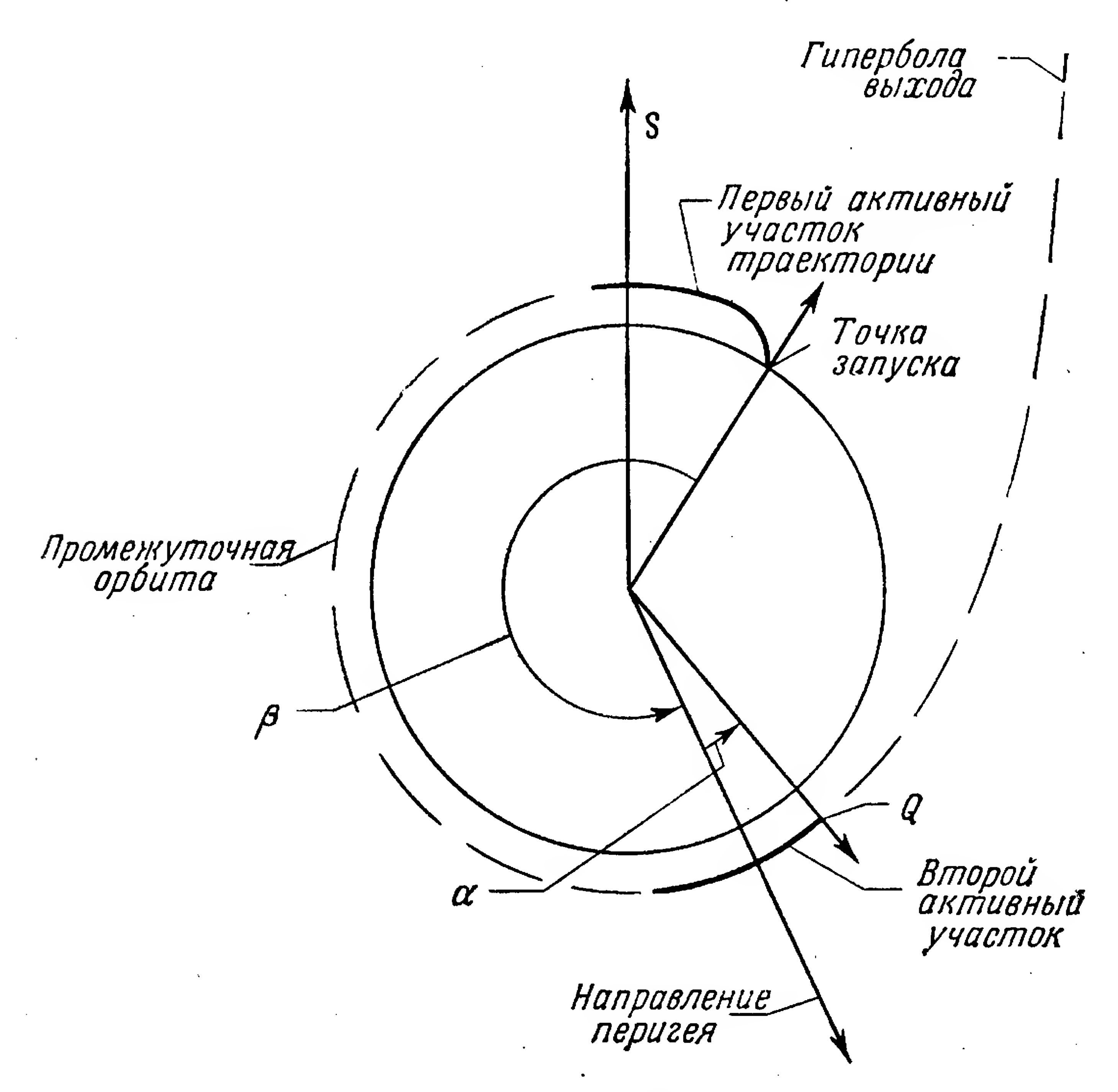


Фиг. 1. Гиперболическая орбита выхода.
A — азимут точки запуска; *P* — плоскость орбиты; φ — широта точки запуска.

корабля может быть произведен в любое время суток. Так, например, на фиг. 3 показан график допустимых азимутов запуска в зависимости от времени суток для предполагавшегося запуска космического корабля в сторону Марса 28 октября 1962 г. В этом конкретном случае не имеется возможности получить удовлетворительную траекторию при запуске в восточном направлении, так как направление асимптоты выхода лежит на широте, большей широты предполагаемого места запуска на атлантическом полигоне (шт. Флорида; 28,5°). Если направление выходной асимптоты лежит на широте, меньшей широты места запуска, как, например, для планируемых в 1962 г. запусков космических кораблей в сторону Луны и Венеры, то запуск в восточном направлении с атлантического полигона оказывается возможным.

Различными авторами [2] было показано что максимальная величина полезной нагрузки достигается в тех случаях, когда космический корабль в течение активного участка полета движется

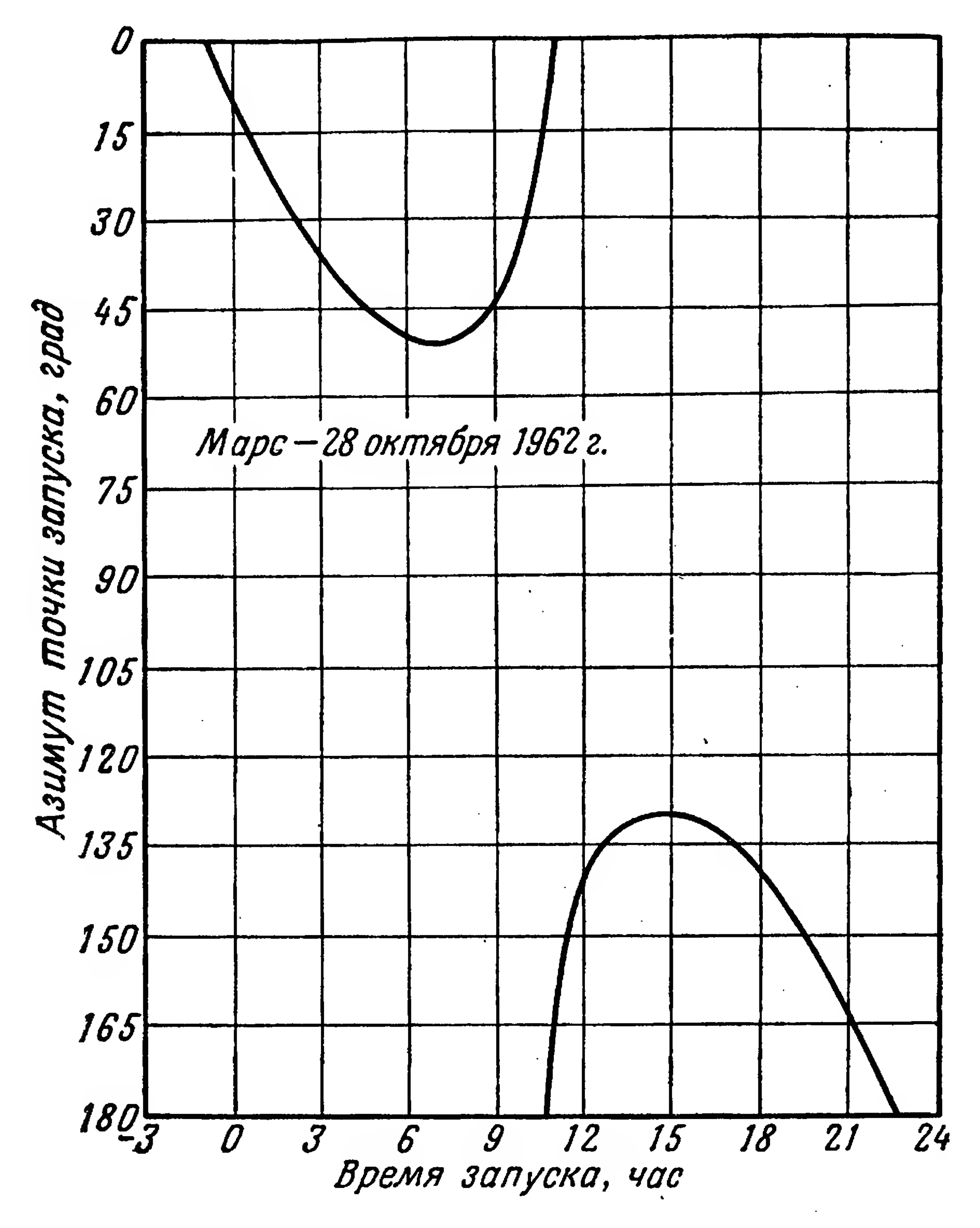
по очень пологой траектории. Результирующий угол вектора скорости корабля относительно местной горизонтали в общем случае составляет несколько градусов в точке приложения тяги, и активный участок простирается примерно на 5—10° за перигеем. Если необходимо продолжить активный участок дальше оптимальной точки



Фиг. 2. Проекция гиперболы выхода в плоскости орбиты.
S — направление выходной асимптоты; β — угол между направлением на точку запуска и на перигей (второй активный участок траектории); α — истинная аномалия точки выключения двигателя; Q — выход на гиперболическую орбиту.

за перигеем, то корабль должен лететь по более высокой траектории, чтобы иметь большее значение путевого угла в момент отсечки. По мере увеличения этих значений максимальная величина полезной нагрузки быстро падает. Для примера, приведенного на фиг. 3, был рассчитан угол между азимутом места запуска и направлением перигея. Результаты расчета, показывающие зависимость этого угла от времени запуска, даны на фиг. 4. В рассматриваемом примере непрерывная работа двигателя на активном участке полета не обеспечивает максимальной полезной нагрузки, так как активный участок находится относительно далеко от перигея и требуются большие значения путевого угла в момент выведения. Чтобы получить максимальное значение полезной нагрузки, необ-

ходимо вывести корабль на промежуточную орбиту, как показано на фиг. 2, и затем сообщить кораблю дополнительное ускорение в течение короткого участка активного полета, расположенного вблизи перигея, для достижения необходимой величины выходной

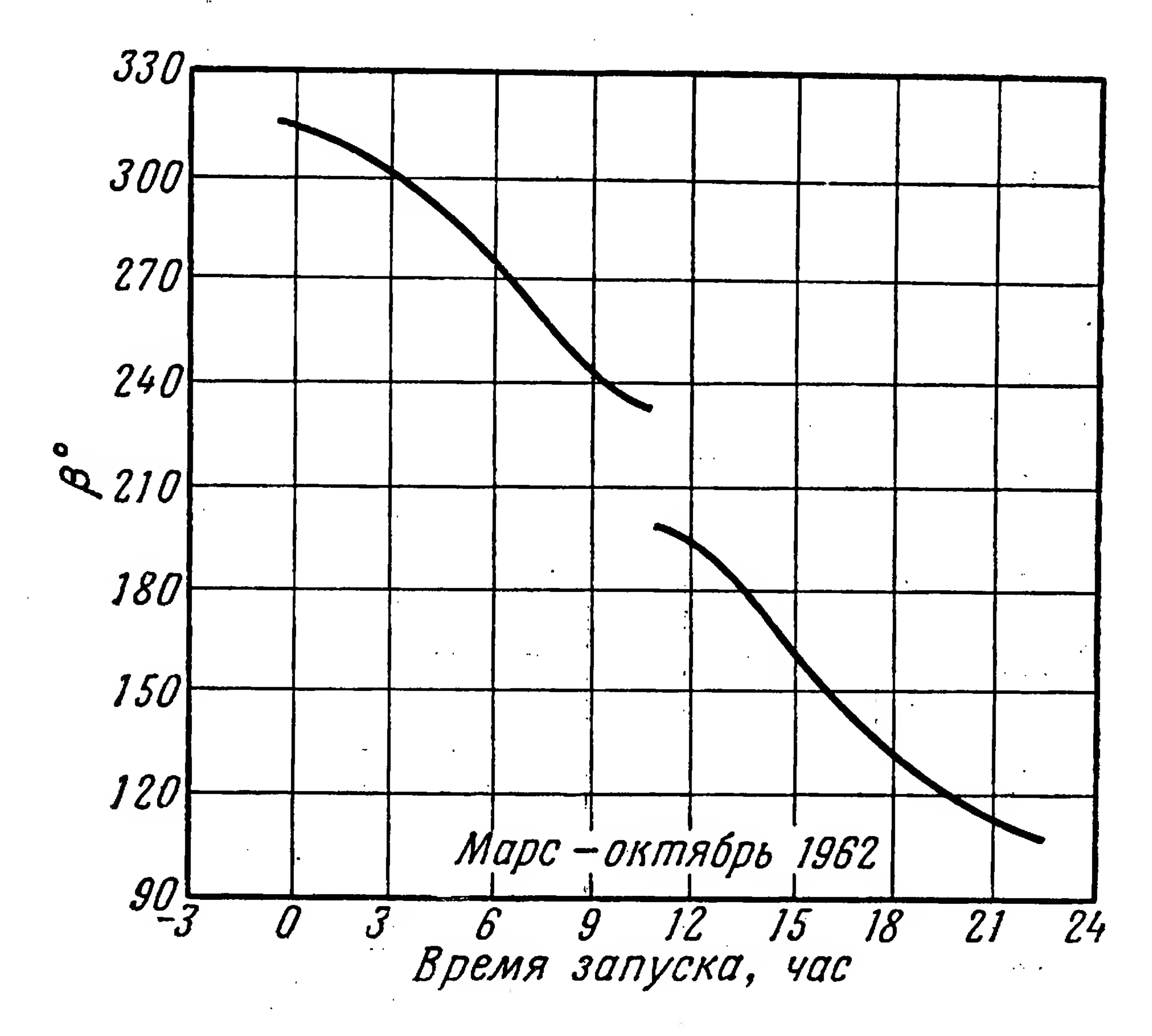


Фиг. 3. Зависимость азимута запуска от времени.
По оси ординат отложены градусы от направления на север (0°); по оси абсцисс отложены часы после полуночи (0 *час*).

скорости. Поскольку полный активный участок траектории может составлять ∼ 30°, угол полета по инерции на промежуточной орбите будет на такую же величину меньше угла между направлениями на перигей и место запуска, показанного на графике фиг. 4.

Из графика фиг. 3 следует, что возможны два отдельных периода запуска, соответствующие северо-восточным и юго-восточным азимутам запуска. Значения моментов времени, в течение которых скорость изменения азимута запуска во времени становится равной нулю, в общем случае оказываются самыми выгодными, поскольку эти моменты соответствуют наиболее восточным азимутам запуска. Для примера, показанного на графиках фиг. 3 и 4, угол полета по инерции на промежуточной орбите в эти оптимальные моменты

времени примерно равен 270 и 170° соответственно для северо-восточного и юго-восточного азимутов запуска. Юго-восточные азимуты могут оказаться более выгодными, поскольку при этом угол полета по инерции оказывается меньшим и, следовательно, управление выходом на межпланетную траекторию может быть более точным.



Фиг. 4. Зависимость от времени угла между направлением на точку запуска и на перигей.

β — угол между направлением на точку запуска и на перигей; по оси абсцисс отложены часы после полуночи (0 *час*).

Для заданного положения межпланетного корабля существует единственное значение вектора скорости, которое будет обеспечивать вывод на гиперболическую орбиту с заданной величиной и направлением вектора избыточной гиперболической скорости. При анализе системы управления выводом корабля на межпланетную траекторию желательно рассматривать требуемый вектор скорости как вектор скорости, который должен иметь космический корабль в заданной точке **R** на активном участке траектории, чтобы в момент прекращения работы двигателя космический корабль мог продолжать движение по заданной траектории и достичь цели.

Система управления кораблем должна производить расчеты инерционных координат корабля и определять требуемый вектор скорости $\mathbf{V}_C$ как функцию этого положения. Траектория движения корабля должна корректироваться таким образом, чтобы разность между требуемым вектором скорости и фактическим инерционным вектором скорости стремилась к нулю. При равенстве этих двух

векторов на двигатели ракеты подается команда отсечки. Вследствие дополнительного требования, связанного с полетом по инерции между двумя активными участками траектории, необходимо обеспечить также вывод корабля на промежуточную орбиту. В последующем анализе будет рассматриваться только окончательный вывод космического корабля на выходную гиперболу.

ОРИЕНТАЦИЯ ВЕКТОРОВ

Рассмотрим инерционную прямоугольную систему координат, образованную единичными векторами **I**, **J**, **K**, совпадающими соответственно с направлениями опорных осей X, Y, Z. Пусть в этой системе (по соображениям наглядности) единичный вектор **I** лежит в экваториальной плоскости и направлен к точке весеннего равноденствия, единичный вектор **K** направлен к Северному полюсу, а единичный вектор **J** дополняет рассматриваемую систему, образуя с векторами **I** и **K** прямоугольную систему координат с правым вращением.

Пусть **R** — единичный вектор, определяющий положение космического корабля, **S** — единичный вектор, совпадающий с требуемым направлением вектора избыточной гиперболической скорости. Направляющие косинусы единичных векторов обозначим индексами 1, 2, 3 (например, **S** (S_1, S_2, S_3). Единичный вектор **W** совпадает с направлением нормали к плоскости, образованной векторами **R** и **S**:

$$\mathbf{W} = \frac{\mathbf{R} \cdot \mathbf{S}}{\sin\theta} . \tag{1}$$

где θ — угол между единичными векторами **R** и **S**.

Этот угол может быть рассчитан из выражений

$$\cos\theta = \mathbf{R} \cdot \mathbf{S} \tag{2}$$

и

$$\sin\theta = [\mathbf{R} \times \mathbf{S}]. \tag{3}$$

Единичный вектор **M**, лежащий в плоскости, образованной векторами **R** и **S**, и опережающий вектор **R** на 90°, определяется выражением

$$\mathbf{M} = \mathbf{W} \times \mathbf{R} = \frac{\mathbf{S} - \mathbf{R}\cos\theta}{\sin\theta} . \tag{4}$$

Единичные векторы **R**, **M** и **W** образуют систему координат с правым вращением, причем векторы **M** и **W** определяют плоскость местной горизонтали. Единичный вектор **V**, совпадающий с направлением требуемого вектора скорости $\mathbf{V}_c$, лежит в плоскости, образованной векторами **R** и **S**. Если определить угол между **M** и **V** как требуемый путевой угол γ_C, то вектор **V** определится из выражения

$$\mathbf{V} = \mathbf{R}\sin\gamma_C + \mathbf{M}\cos\gamma_C . \tag{5}$$

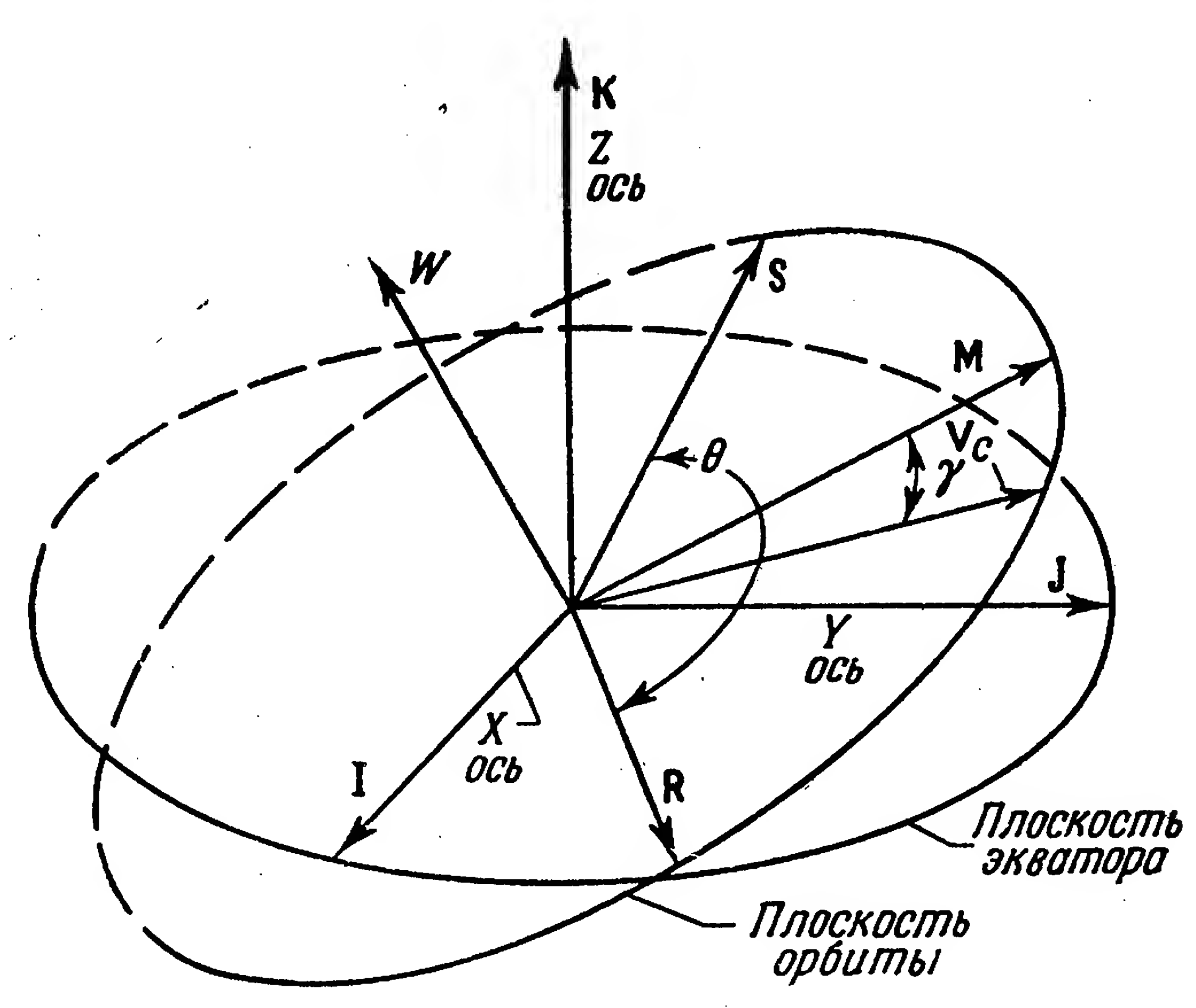
Определяя вектор **V** из уравнений (4) и (5), получим

$$\mathbf{V}=\frac{\mathbf{S}\cos\gamma_C-\mathbf{R}\cos(\gamma_C+\theta)}{\sin\theta}. \qquad (6)$$

Обозначим величину вектора скорости V_C, тогда требуемый вектор скорости космического корабля $\mathbf{V}_C$ будет равен

$$\mathbf{V}_C=V_C\mathbf{V}=\left[\frac{V_C\cos\gamma_C}{\sin\theta}\right]\mathbf{S}-\left[\frac{V_C\cos(\gamma_C+\theta)}{\sin\theta}\right]\mathbf{R}. \qquad (7)$$

Ориентация всех указанных выше единичных векторов показана на фиг. 5.



Фиг. 5. Ориентация единичных векторов.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТРЕБУЕМОЙ СКОРОСТИ И ПУТЕВОГО УГЛА

Требуемая скорость космического корабля V_C зависит от расстояния корабля от центра Земли r и величины вектора избыточной гиперболической скорости, найденной выше. Требуемая скорость V_C определяется выражением

$$V_C^2=GM\left[\frac{2}{r}-\frac{1}{a}\right]. \qquad (8)$$

При этом условно предполагается, что действительная полуось гиперболы a есть величина отрицательная. Величина GM — произведение гравитационной постоянной G и массы Земли M — равна

$$GM=0{,}3986\times 1350\cdot 10^{15}\ \text{м}^3/\text{сек}^2.$$

Чтобы вектор избыточной гиперболической скорости был направлен вдоль вектора **S**, необходимо, чтобы разность между максимальной истинной аномалией $\theta_н$ гиперболы и истинной аномалией θ_0 в момент выведения была равна углу между векторами **R** и **S**

$$(\theta_н - \theta_0) = \theta. \tag{9}$$

Истинная максимальная аномалия определяется выражениями

$$\cos\theta_н = -\frac{1}{e} \tag{10}$$

и

$$\sin\theta_н = \frac{\sqrt{e^2-1}}{e}, \tag{11}$$

где e — эксцентриситет гиперболы, определяемый выражением

$$e^2 = 1 - q(2-q)\cos^2\gamma_C, \tag{12}$$

где

$$q = \frac{rV_C^2}{GM}. \tag{13}$$

Истинная аномалия в момент выведения находится из выражений

$$\cos\theta_0 = \frac{q\cos^2\gamma_C - 1}{e} \tag{14}$$

и

$$\sin\theta_0 = \frac{q\sin\gamma_C\cos\gamma_C}{e}. \tag{15}$$

После несложных преобразований приведенных выше уравнений из них можно исключить эксцентриситет, и требуемый путевой угол определится как функция r и θ. Таким образом, могут быть получены следующие выражения для величин, входящих в уравнение (7)

$$\frac{V_C\cos\gamma_C}{\sin\theta} = \frac{V_н}{2}\left[1+\sqrt{1+\left(\frac{2a}{-r}\right)\left(\frac{2}{1+\cos\theta}\right)}\right], \tag{16}$$

$$\frac{V_C\cos(\gamma_C+\theta)}{\sin\theta} = \frac{V_н}{2}\left[1-\sqrt{1+\left(\frac{2a}{-r}\right)\left(\frac{2}{1+\cos\theta}\right)}\right], \tag{17}$$

где $V_н$ — величина вектора избыточной гиперболической скорости, равная скорости, которую имел бы космический корабль в точке пространства, бесконечно удаленной от Земли. Из уравнения (8) избыточная гиперболическая скорость может быть найдена как функция величины действительной полуоси a подстановкой в уравнение (8) значения r, равного бесконечности

$$V_н^2 = V_C^2(r=\infty) = -\frac{1}{a}. \tag{18}$$

ПОЛЕ ВЕКТОРА СКОРОСТИ

Требуемый вектор скорости $\mathbf{V}_C$ можно рассматривать как вектор поля скорости с компонентами V_{CX}, V_{CY}, V_{CZ}, направленными соответственно вдоль опорных осей X, Y, Z. Чтобы определить свойства этого векторного поля, необходимо сначала исследовать ротор и дивергенцию такого поля. Производные компонент векторного поля, взятые относительно переменных X, Y, Z, находятся из выражений

$$\frac{\partial V_{CX}}{\partial X}=\frac{V_A}{R}(R_1+S_1)(R_1+S_1)+\frac{V_B}{R}(1-R_1^2), \tag{19а}$$

$$\frac{\partial V_{CX}}{\partial Y}=\frac{V_A}{R}(R_1+S_1)(R_2+S_2)+\frac{V_B}{R}(-R_1R_2), \tag{19б}$$

$$\frac{\partial V_{CX}}{\partial Z}=\frac{V_A}{R}(R_1+S_1)(R_3+S_3)+\frac{V_B}{R}(-R_1R_3), \tag{19в}$$

$$\frac{\partial V_{CY}}{\partial X}=\frac{V_A}{R}(R_2+S_2)(R_1+S_1)+\frac{V_B}{R}(-R_2R_1), \tag{19г}$$

$$\frac{\partial V_{CY}}{\partial Y}=\frac{V_A}{R}(R_2+S_2)(R_2+S_2)+\frac{V_B}{R}(1-R_2^2), \tag{19д}$$

$$\frac{\partial V_{CY}}{\partial Z}=\frac{V_A}{R}(R_2+S_2)(R_3+S_3)+\frac{V_B}{R}(-R_2R_3), \tag{19е}$$

$$\frac{\partial V_{CZ}}{\partial X}=\frac{V_A}{R}(R_3+S_3)(R_1+S_1)+\frac{V_B}{R}(-R_3R_1), \tag{19ж}$$

$$\frac{\partial V_{CZ}}{\partial Y}=\frac{V_A}{R}(R_3+S_3)(R_2+S_2)+\frac{V_B}{R}(-R_3R_2), \tag{19з}$$

$$\frac{\partial V_{CZ}}{\partial Z}=\frac{V_A}{R}(R_3+S_3)(R_3+S_3)+\frac{V_B}{R}(1-R_3^2), \tag{19и}$$

где R_1, R_2, R_3 и S_1, S_2, S_3 представляют собой направляющие косинусы единичных векторов $\mathbf{R}$ и $\mathbf{S}$; V_A и V_B заданы выражениями

$$V_A=-\frac{V_н}{2}\,\frac{\left(\frac{2a}{-r}\right)\left[\frac{1}{(1+\cos\theta)^2}\right]}{\sqrt{1+\left(\frac{2a}{-r}\right)\left(\frac{2}{1+\cos\theta}\right)}} \tag{20}$$

и

$$V_B=-\frac{V_н}{2}\left[1-\sqrt{1+\left(\frac{2a}{-r}\right)\left(\frac{2}{1+\cos\theta}\right)}\right]. \tag{21}$$

Ротор поля векторов скорости определяется с помощью выражения

$$\operatorname{rot}\mathbf{V}_C=\nabla\times\mathbf{V}_C=\left(\frac{\partial V_{CZ}}{\partial Y}-\frac{\partial V_{CY}}{\partial Z}\right)\mathbf{I}+\left(\frac{\partial V_{CX}}{\partial Z}-\frac{\partial V_{CZ}}{\partial X}\right)\mathbf{J}+$$
$$+\left(\frac{\partial V_{CY}}{\partial X}-\frac{\partial V_{CX}}{\partial Y}\right)\mathbf{K}. \tag{22}$$

Рассмотрение уравнений (19) приводит к следующим равенствам:

$$\frac{\partial V_{CZ}}{\partial Y} = \frac{\partial V_{CY}}{\partial Z}, \tag{23а}$$

$$\frac{\partial V_{CX}}{\partial Z} = \frac{\partial V_{CZ}}{\partial X}, \tag{23б}$$

$$\frac{\partial V_{CY}}{\partial X} = \frac{\partial V_{CX}}{\partial Y}, \tag{23в}$$

таким образом,

$$\operatorname{rot} \mathbf{V}_C = \nabla \times \mathbf{V}_C = 0. \tag{24}$$

Поскольку ротор поля векторов скорости равен нулю, поле должно быть консервативным, кроме того, оно может быть представлено как градиент скалярной потенциальной функции F

$$\mathbf{V}_C = \operatorname{grad} F = \nabla F = \frac{\partial F}{\partial X}\mathbf{I} + \frac{\partial F}{\partial Y}\mathbf{J} + \frac{\partial F}{\partial Z}\mathbf{K}. \tag{25}$$

Дивергенция поля векторов скорости определяется выражением

$$\operatorname{div} \mathbf{V}_C = \frac{V_{\text{н}}}{2r} \frac{\left[1 - \sqrt{1 + \left(\frac{2a}{-r}\right)\left(\frac{2}{1+\cos\theta}\right)}\right]^2}{\sqrt{1 + \left(\frac{2a}{-r}\right)\left(\frac{2}{1+\cos\theta}\right)}}. \tag{26}$$

Поскольку потенциальная функция F удовлетворяет уравнению Пуассона, поле векторов скорости может быть подобно скорости потока идеальной несжимаемой и невращающейся жидкости с непрерывно распределенными источниками.

Для определения формы скалярной потенциальной функции F проще всего рассмотреть вектор скорости в системе ортогональных криволинейных координат, в которых вектор скорости зависит только от двух координат и не зависит от третьей. Такой криволинейной системой координат является сферическая полярная система (r, θ, φ), в которой единичный вектор $\mathbf{S}$ направлен вдоль полярной оси. Вследствие такой ориентации системы координат поле векторов скорости не зависит от φ и имеет компоненты V_{CR} и V_{CM}, а третья компонента V_{CW} равна нулю. Таким образом,

$$\mathbf{V}_C = V_{CR}\mathbf{R} - V_{CM}\mathbf{M}, \tag{27}$$

где

$$V_{CR} = \frac{\partial F}{\partial R} = V_C \sin\gamma_C =$$

$$= V_{\text{н}}\left\{-1 + \frac{(1+\cos\theta)}{2}\left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{2a}{-r}\right)\left(\frac{2}{1+\cos\theta}\right)}\right]\right\} \tag{28}$$

и

$$V_{CM} = -\frac{1}{r}\frac{\partial F}{\partial \theta} = V_C \cos\gamma_C =$$

$$= V_{\text{н}}\left\{\frac{\sin\theta}{2}\left[1+\sqrt{1+\left(\frac{2a}{-r}\right)\left(\frac{2}{1+\cos\theta}\right)}\right]\right\}. \qquad (29)$$

Для определения потенциальной функции F сначала проинтегрируем rV_{CM} по θ, поддерживая постоянным значение r. При этом найдем потенциал F_θ как функцию r и θ

$$F_\theta = \int (-rV_{CM})\, d\theta =$$

$$= rV_{\text{н}}\left\{\left(\frac{1+\cos\theta}{2}\right)\left[1+\sqrt{1+\left(\frac{2a}{-r}\right)\left(\frac{2}{1+\cos\theta}\right)}\right]+\right.$$

$$\left.+\left(\frac{2a}{-r}\right)\ln\left(\sqrt{\frac{1+\cos\theta}{2}}+\sqrt{\frac{2a}{-r}+\frac{1+\cos\theta}{2}}\right)\right\}. \qquad (30)$$

Потенциальную функцию можно рассматривать в виде

$$F = F_\theta + F_r + F_c, \qquad (31)$$

где F_r — произвольная функция только r, а F_c — постоянная, выбираемая таким образом, чтобы потенциальная функция имела заданное значение в некоторой определенной точке, например в начале координат. Потенциальная функция F должна удовлетворять уравнению (28), поэтому

$$\frac{\partial F}{\partial r} = \frac{\partial F_\theta}{\partial r} + \frac{dF_r}{dr}, \qquad (32)$$

где полная производная берется для F_r, поскольку она является функцией только r.

Дифференцируя F_θ по r при фиксированном θ и вычитая из $\partial F/\partial r$, получаем

$$\frac{dF_r}{dr} = -V_{\text{н}}\left(1+\frac{a}{r}\right). \qquad (33)$$

Интегрируя уравнение (33) по r, находим потенциальную функцию

$$F_r = rV_{\text{н}}\left[-1+\left(\frac{2a}{-r}\right)\ln\sqrt{r}\right]. \qquad (34)$$

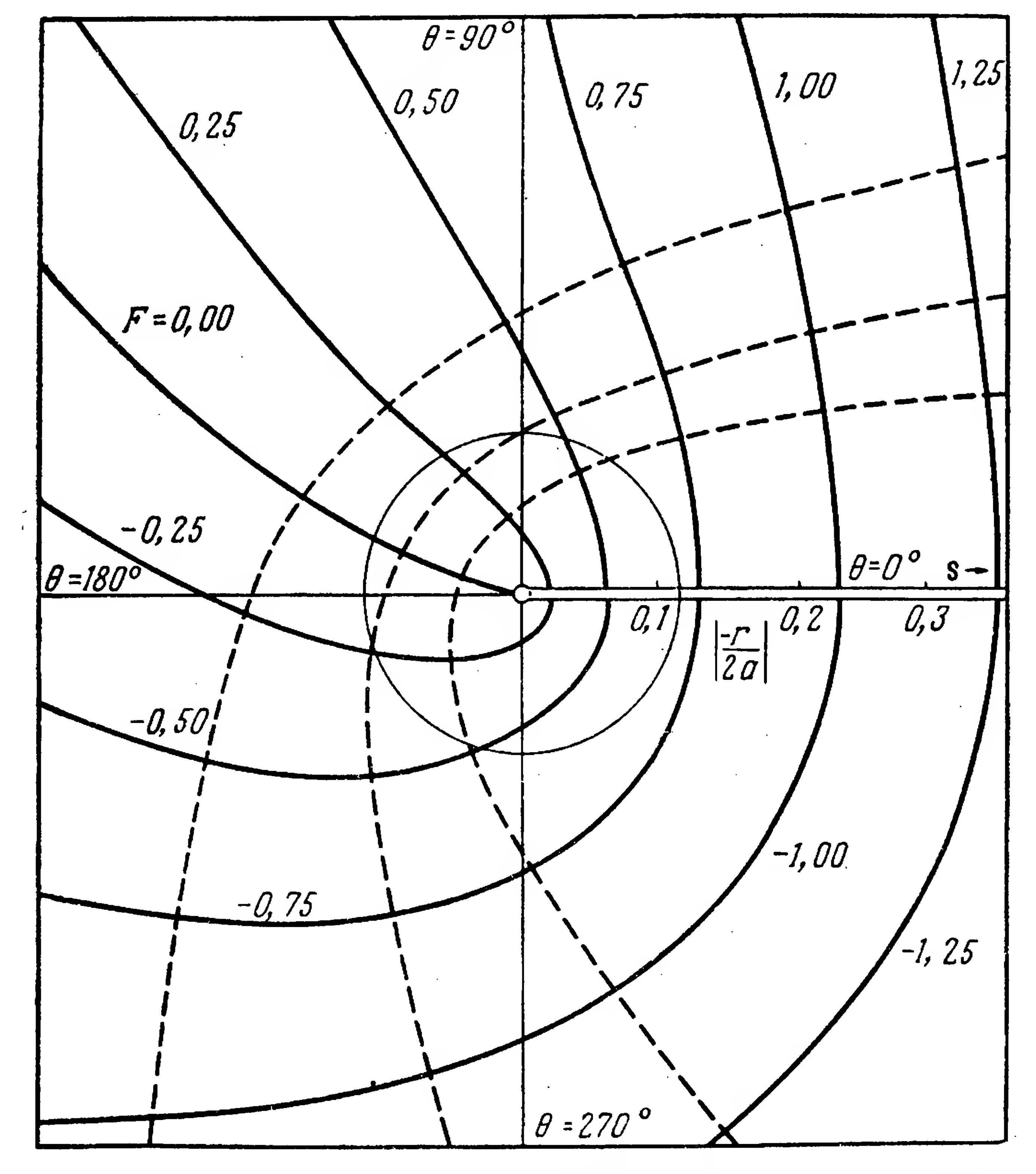
Если потенциальная функция F_C выбрана таким образом, что потенциал в начале координат предполагается равным нулю, то

скалярная потенциальная функция оказывается равной

$$F = rV_{\text{н}}\left\{-1+\left(\frac{1+\cos\theta}{2}\right)\left[1+\sqrt{1+\left(\frac{2a}{-r}\right)\left(\frac{2}{1+\cos\theta}\right)}\right]+\right.$$

$$\left.+\left(\frac{2a}{-r}\right)\ln\left[\frac{1+\sqrt{1+\left(\frac{2a}{-r}\right)\left(\frac{2}{1+\cos\theta}\right)}}{\sqrt{\left(\frac{2a}{-r}\right)\left(\frac{2}{1+\cos\theta}\right)}}\right]\right\}. \qquad (35)$$

На фиг. 6 приведен график эквипотенциальных линий $F = \text{const}$ в зависимости от r и θ. После нормирования размеров с помощью



Фиг. 6. Линии потока и эквипотенциальные линии.

множителей $(-2a)\,V_{\text{н}}$ для эквипотенциальных линий и $(-r/2a)$ для радиальных размеров можно получить семейство универсальных эквипотенциальных кривых. На этом графике показаны также линии потока, представляющие путь, по которому двигался бы

космический корабль после приложения дополнительной тяги. Окружность на графике показывает для сравнения размер Земли.

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ УПРАВЛЕНИЯ

Для подтверждения теории управления, рассмотренной в предыдущем разделе, в качестве примера был использован расчет траектории полета в сторону Марса, длящегося 224 дня. Вследствие трехмерного характера траектории полета с Земли на Марс этот конкретный пример не полностью соответствует траектории минимальной энергии Хомана, и гелиоцентрический угол оказывается равным 158°.

Номинальные величины координат и скорости в момент выведения даны для этого примера в табл. 1 вместе с элементами, опре-

Таблица 1

Пример расчета условий выведения на орбиту

А. Время выведения	
Юлианская дата	2437966,167831
Календарная дата	Октябрь 28, 1962
Б. Координаты в прямоугольной системе, фиксированной в пространстве	
X, *м*	5 593 048,6
Y, *м*	—801 952,3
Z, *м*	—3 351 551,6
$\dot{X}$, *м/сек*	5 388,6048
$\dot{Y}$, *м/сек*	8 702,8486
$\dot{Z}$, *м/сек*	5 637,2541
В. Сферические координаты, фиксированные на Земле	
R, *м*	6 569 491,3
V, *м/сек*	11 357,634
φ (широта), *град*	—30,675
θ (долгота), *град*	74,903
γ (путевой угол), *град*	3,278
σ (азимутальный угол), *град*	52,265
Г. Элементы, определяющие касательный конус вблизи Земли	
$V_{н}$, *м/сек*	3 899,0183
S, S_1	—0,3462 3581
S_2	0,5992 8966
S_3	0,7217 8437

деляющими касательный конус вблизи Земли. Значения частных производных V_C, которые были получены ранее, приведены в табл. 2.

Таблица 2

Примеры частных производных $\frac{\partial V_C}{\partial R}$

R \ V_C	V_{CX}, 10^{-3} *сек*$^{-1}$	V_{CY}, 10^{-3} *сек*$^{-1}$	V_{CZ}, 10^{-3} *сек*$^{-1}$
X	—0,548336	—0,834894	0,418185
Y	—0,834894	1,012243	—0,564638
Z	0,418185	—0,564638	1,307817

Были просчитаны несколько траекторий, для которых значения координат варьировались на ± 100 *км*, при этом соответствующая величина вектора требуемой скорости V_C использовалась в качестве значения начальной скорости. Разница между требуемой скоростью и номинальным ее значением для всех 6 вариантов траекторий приведена в табл. 3. Эти возмущения представляют значительно

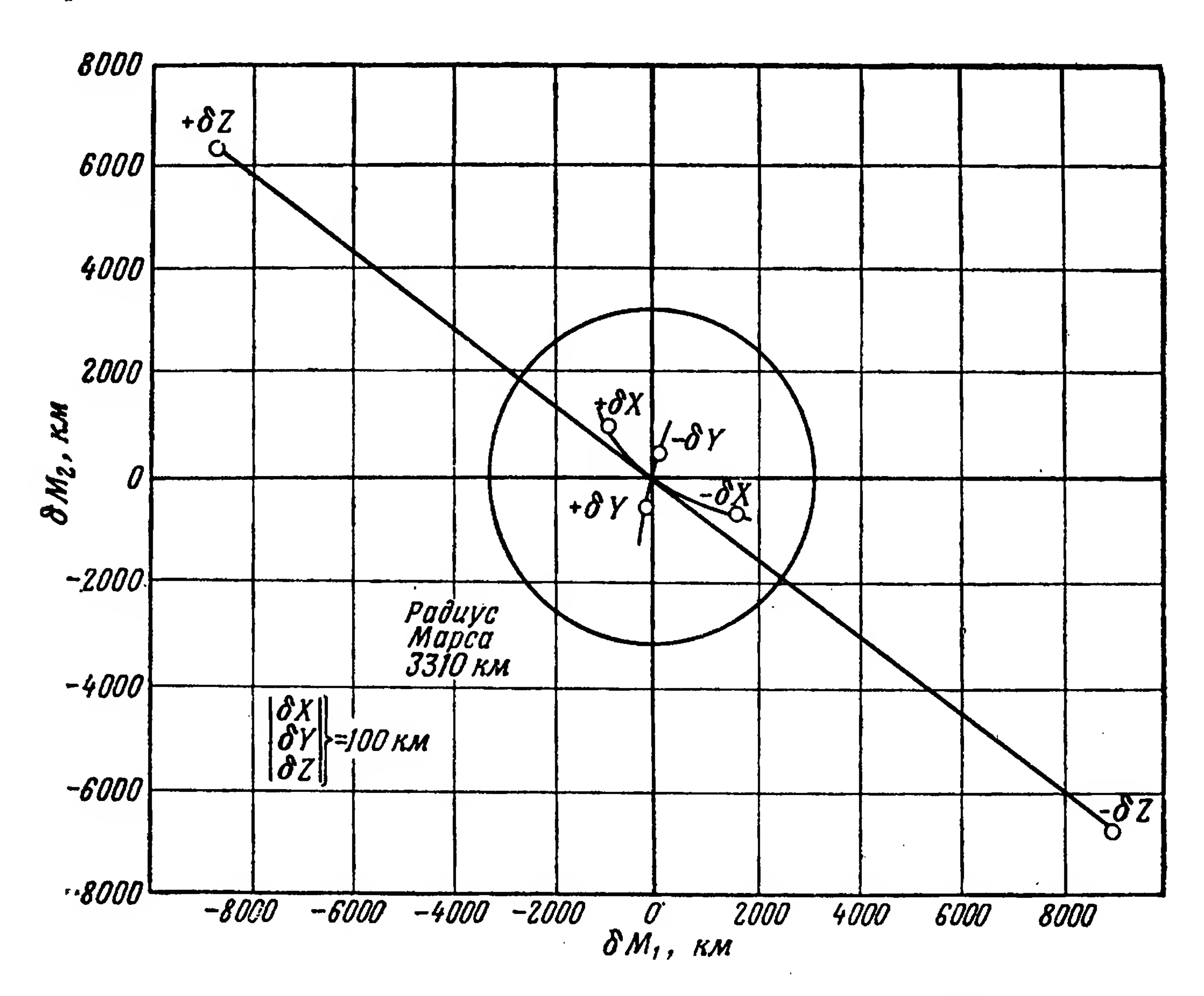
Таблица 3

Примеры вариаций условий выведения

δR, *км* \ δV	$\delta \dot{X}$, *м/сек*	$\delta \dot{Y}$, *м/сек*	$\delta \dot{Z}$, *м/сек*
$\delta X = +100$	—54,8467	—82,2127	40,3034
$\delta X = -100$	54,7843	84,8061	—43,4008
$\delta Y = +100$	—84,5169	99,1764	—55,2950
$\delta Y = -100$	82,4034	—103,2724	57,6365
$\delta Z = +100$	40,0988	—57,0855	131,1385
$\delta Z = -100$	—43,5038	55,8181	—130,3827

больший объем пространства по сравнению с тем объемом, в котором, вероятно, может происходить выведение космического корабля на межпланетную траекторию. Результирующие некомпенсированные составляющие ошибки попадания на Марс для этого примера

показаны на фиг. 7; наибольшие ошибки получаются для траекторий, у которых имеется ошибка в координатах, считываемых по оси Z, направленной вдоль полярной оси Земли. Ошибка вследствие вариаций Z не является неожиданной, поскольку искажения траектории при этом возникают за счет сплющенности Земли. Когда



Фиг. 7. Некомпенсированные компоненты ошибки попадания при расчете полета на Марс.

были просчитаны несколько возмущенных траекторий, в которых влияние сплющенности Земли было устранено, результирующая ошибка попадания на Марс не превышала ± 400 *км*. Поэтому ошибка попадания на Марс, получающаяся вследствие вариации компоненты Z, в первую очередь возникает вследствие некомпенсированного влияния сплющенности Земли.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ehricke K., Space Flight, Van Nostrand, 1960.
2. Clarke V. C., Design of Lunar and Interplanetary Ascent Trajectories, JPL T. R. 32—30.
3. Seifert H., Space Technology, Wiley, 1959.
4. Herrick S., Astrodynamics.
5. Mickelwait A. B., Tompkins E. H., Park R. A., Three Dimensional Interplanetary Trajectories, Transactions of the IRE MIL-3.
6. Moekel W. E., Departure Trajectories for Interplanetary Vehicles, NASA TN D-80, November 1959.

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ АВТОРОВ

1. Барр (Barr T. A., U. S. Army Ballistic Missile Agency, Redstone Arsenal, Huntsville Alabama.)
2. Винклер (Winkler G. M. R., Frequency Control Div., U. S. Army Signal Res. and Dev. Lab., Fort Monmouth, N. J.)
3. Гамб (Gumb D. F., Aero Geo Astro Corporation, Alexandria, Virginia.)
4. Гросс (Gross A. S., Aero Geo Astro Corporation, Alexandria, Virginia.)
5. Дебай (De-Bey L. G., Ballistic Res. Lab., Aberdeen Proving Ground, Md.)
6. Зауэр (Sauer C. G., Jet propulsion Laboratory California Institute of Technology, Pasadena, California.)
7. Истон (Easton R. L., U. S. Naval Research Laboratory, Washington.)
8. Куртц (Kurtz F., U. S. Army Ballistic Missile Agency, Redstone Arsenal, Huntsville, Alabama.)
9. Ламберт (Lambert J. M., General Electric Company, Syracuse New York)
10. Ловенвирс (Lovenvirth D. L., Massachusetts Institute of Technology.)
11. Лундквист (Lundquist C. A., U. S. Army Ballistic Missile Agency, Redstone Arsenal, Huntsville, Alabama.)
12. Манамон (Manamon L. H., U. S. Army Signal Res. and Dev. Lab., Fort Monmouth, N. J.)
13. Редер (Reder F. H., Frequency Control Div., U. S. Army Signal Res. and Dev. Lab., Fort Monmouth, N. J.)
14. Сандберг (Sandberg A. A., Astrosurveillance Sciences Lab., AF Cambridge Res. Center, Bedford, Massachusetts.)
15. Слэк (Slack F. F., Astrosurveillance Sciences Lab., AF Cambridge Res. Center, Bedford, Massachusetts.)
16. Флеминг (Fleming J. J., U. S. Naval Research Laboratory, Washington.)

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОННЫЕ МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ ТРАЕКТОРИЙ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Редактор *Н. А. Данилов*
Художник *К. П. Сиротов*
Художественный редактор *Н. В. Зотова*
Технический редактор *Л. П. Кондюкова*

Сдано в производство 24/VII 1963 г.
Подписано к печати 11/XI 1963 г.
Бумага 60×90/16=9,0 бум. л.
18 печ. л. Уч.-изд. л. 16,2.
Изд. № 20/1140. Зак. 941.
Цена 1 руб. 28 коп.

ИЗДАТЕЛЬСТВО
ИНОСТРАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ
Москва, 1-й Рижский пер., 2

Московская типография № 5
Мосгорсовнархоза
Москва, Трехпрудный пер., 9